

Ero- ja yhteismuotoisen jännitesärön suodattaminen verkkovaihtosuuntaajassa

Sonja Rantalainen

Sähkötekniikan korkeakoulu

Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi
diplomi-insinöörin tutkintoa varten Espoossa 11.4.2016.

Työn valvoja:

Prof. Jorma Kyyrä

Työn ohjaaja:

TkT Tero Viitanen

Tekijä: Sonja Rantalainen		
Työn nimi: Ero- ja yhteismuotoisen jännitesärön suodattaminen verkkovaihtosuuntaajassa		
Päivämäärä: 11.4.2016	Kieli: Suomi	Sivumäärä: 9+99
Sähkötekniikan ja automaation laitos		
Professuuri: Sähkökäytöt		
Työn valvoja: Prof. Jorma Kyyrä		
Työn ohjaaja: TkT Tero Viitanen		
<p>Tässä diplomityössä tutkittiin kolmivaiheista verkkovaihtosuuntaajaa, jossa vaihtojännite muodostetaan katkomalla tasajännitettä puolijohdekytkinten avulla pulssinleveysmodulointia käyttäen. Eromuotoisen jännitteen suodattaminen on välttämätöntä lähtöjännitteen hyödyntämisen kannalta. Sen sijaan yhteismuotoista jännitettä ei tavallisesti suodateta, koska kolmijohdinjärjestelmässä yhteismuotoiselle virralle ei ole suoraa kulkutietä. Yhteismuotoinen jännite pääsee kuitenkin kapasitiivisten kytkentöjen aiheuttamaan häiriötä. Työssä selvitetään, millaisia vaikutuksia yhteismuotoisen jännitteen suodatuksen lisäämisellä on vaihtosuuntaajan komponentteihin ja lähtöjännitteeseen.</p> <p>Työssä tarkastellaan kaksi- ja kolmitasoista pääpiiritopologiaa. Aluksi tutkitaan eri pulssinleveysmodulointimenetelmiä ja niiden vaikutuksia yhteismuotoisen jännitteen aika- ja taajuustason käyttäytymiseen, minkä perusteella valitaan työssä käytettävät modulointimenetelmät. Tämän jälkeen tarkastellaan kuinka ero- ja yhteismuotoista häiriötä voidaan passiivikomponenteilla suodattaa. Työssä valitaan käytettäväksi suodatinrakenne, jossa yhteismuotoisen jännitteen suodatuksen lisäksi eromuotoiseen suodattimeen toteutetaan virtuaalimaa-kytkennällä.</p> <p>Vaihtosuuntaajan toimintaa simuloidaan muutamissa eri toimintapisteissä. Tulosten perusteella yhteismuotoisen jännitteen suodatusta ei resonanssi-ilmiön takia voida lisätä vaihtosuuntaajaan, jossa käytetään epäjatkovaa modulointitapaa. Jatkuvalle modulointitavalle resonanssitaajuinen värähtely on hallittavissa ja pieni amplitudiltaan, mutta virtuaalimaa-kytkennän lisääminen kasvattaa passiivikomponenttien virtarasitusta. Yhteismuotoisen jännitteen suodattaminen ei juurikaan vaikuta kytkinkomponenttien häviötehoon, mutta sen sijaan modulointitavan vaihto jatkuvasta epäjatkuvaan kasvattaa häviötehoa merkittävästi. Kolmitasoisella vaihtosuuntaajalla virtuaalimaa-kytkennän aiheuttamat lisärasitukset ovat keskimäärin pienemmät kuin kaksitasoisella pääpiiritopologialla.</p>		
Avainsanat: yhteismuotoinen jännite, pulssinleveysmodulointi, suodatus, verkko-vaihtosuuntaaja		

Author: Sonja Rantalainen		
Title: Filtering of common-mode and differential-mode voltages in active front-end converter		
Date: 11.4.2016	Language: Finnish	Number of pages: 9+99
Department of Electrical Engineering and Automation		
Professorship: Electrical Drives		
Supervisor: Prof. Jorma Kyyrä		
Advisor: D.Sc. (Tech.) Tero Viitanen		
<p>The purpose of this thesis was to examine the three-phase active front-end converter, where the alternating voltage was generated from direct voltage using pulse width modulation. The filtering of differential-mode voltage is essential with a view to exploiting the output voltage. However, the filtering of common-mode voltage is often neglected because in the three-wire system there is no direct path for the common-mode current. Nevertheless, the common-mode voltage causes malfunctions through capacitive couplings. The aim of this thesis is to determine how adding the filtering of common-mode voltage affects the converter components and output voltage.</p> <p>Two-level and three-level main circuit topologies are considered. First, different pulse width modulation methods and their effects on common-mode voltage are studied in both time and frequency domains. Modulation methods used in this thesis are selected on the basis of this analysis. Next, passive filtering of differential-mode and common-mode disturbances is examined. A filter structure is selected where the common-mode voltage is suppressed by adding a virtual-ground connection to the differential-mode filter.</p> <p>Performance of the converter is simulated in a couple of operating points. The results show that common-mode voltage cannot be filtered if discontinuous modulation method is used, owing to the resonance phenomenon. With continuous modulation, the oscillation at the resonant frequency is controllable and small in amplitude. However, adding the virtual ground connection increases the current stress on passive components. Adding the filtering of common-mode voltage hardly influences the dissipation power of the semiconductor components but, on the other hand, changing the modulation method from discontinuous to continuous increases the dissipation power significantly. In the case of a three-level converter, additional stresses caused by the virtual ground connection are smaller on average than in the two-level main circuit topology.</p>		
Keywords: common-mode voltage, pulse width modulation, filtering, active front-end converter		

Esipuhe

Haluan kiittää kaikkia diplomityöni tekemistä edesauttaneita henkilöitä. Erityiskiitos kuuluu ohjaajalleni TkT Tero Viitaselle erittäin mielenkiintoisesta aiheesta, rehellisestä ja täsmällisestä palautteesta sekä innostavasta ohjauksesta. Kiitos kuuluu myös ABB Oy:n Drives-yksikölle mukavasta työilmapiiristä ja kiinnostuksesta diplomityötäni kohtaan. Valvojaani professori Jorma Kyyrää kiitän saamastani nopeasta ja kannustavasta palautteesta.

Lopuksi haluan kiittää kaikkia työpaikan ulkopuolella minua tukeneita henkilöitä. Erityisesti kiitän ystäviäni ymmärtäväisyydestä, kannustuksesta ja tarjoamastanne vaihtelusta tiiviin työskentelyn lomassa sekä perhettäni korvaamattomasta avusta ja henkisestä tuesta koko opiskelujeni aikana.

Otaniemi, 11.4.2016

Sonja Rantalainen

Sisällysluettelo

Tiivistelmä	ii
Tiivistelmä (englanniksi)	iii
Esipuhe	iv
Sisällysluettelo	v
Symbolit, alaindeksit ja lyhenteet	vii
1 Johdanto	1
2 Pulssinleveysmodulointi	4
2.1 Kommutointi	4
2.2 Tarkasteltavat vaihtosuuntaajatyypit	6
2.2.1 Kaksitasoinen vaihtosuuntaaja	6
2.2.2 Kolmitasoinen vaihtosuuntaaja	7
2.3 Yhteismuotoinen jännite	9
3 Modulointimenetelmät	11
3.1 Sinikolmio-vertilu	11
3.1.1 Sinikolmio-vertilu kaksitasotopologialle	11
3.1.2 Sinikolmio-vertilu kolmitasotopologialle	13
3.2 Avaruusvektoriesitys ja vektorimodulointi	15
3.2.1 Vektorimodulointi kaksitasovaihtosuuntaajassa	17
3.2.2 Vektorimodulointi kolmitasovaihtosuuntaajassa	20
3.2.3 Eri vektorimodulointimenetelmät	26
3.3 Modulointimenetelmien vertailu	34
3.3.1 Modulointimenetelmien vertailu kaksitasoiselle topologialle . .	34
3.3.2 Modulointimenetelmien vertailu kolmitasoiselle topologialle . .	47
4 Suodatus	55
4.1 Eromuotoisen jännitteen suodatus	55
4.2 Yhteismuotoisen jännitteen suodatus	58
4.3 DMCM-suodattimen rakennevaihtoehdot	59
4.4 Passiivikomponenttiarvojen määrittäminen	62
5 Simuloinnit	66
5.1 Simulointimallin määrittely	66
5.2 Tulokset	67
5.2.1 Yhteismuotoinen jännite 2-L vaihtosuuntaajassa	68
5.2.2 Passiivikomponenttien virtarasitukset 2-L vaihtosuuntaajassa .	73
5.2.3 Kytkinkomponenttien häviöteho 2-L vaihtosuuntaajassa	78
5.2.4 Yhteismuotoinen jännite 3-L vaihtosuuntaajassa	80
5.2.5 Passiivikomponenttien virtarasitukset 3-L vaihtosuuntaajassa .	81

5.2.6	Kytkinkomponenttien häviöteho 3-L vaihtosuuntaajassa	84
6	Johtopäätökset	85
7	Yhteenveto	90
	Viitteet	93
A	Modulointimenetelmien toteutus	97

Symbolit, alaindeksit ja lyhenteet

Symbolit

α	reaaliakseli
β	imaginääriakseli
φ	referenssijännitevektorin ja kytkentävektorin välinen kulma
ω	kulmataajuus
a	kerroin, joka määrittää modulointisignaalin nollakomponentin amplitudin
c	modulointisignaaliin lisätty nollakomponentti
C	kapasitanssi
d	suhteellinen käyttöaika
D	diodi
du/dt	jännitteen muutosnopeus
E_{rec}	diodin takavirran aiheuttama häviöenergia
E_{sw}	kytkimen syttymisestä ja sammumisesta aiheutuva häviöenergia
f	taaajuus
f_1	perustaajuus
$f(h)$	kytkentäfunktio
i	virran hetkellisarvo
I	virran tehollisarvo
j	imaginääriyksikkö
k	skaalauskerroin virralle
L	induktanssi
m	modulointi-indeksi
p	hetkellinen häviöteho
P_{tot}	tehopuolijohdekomponenttien yhteenlaskettu häviöteho vaihtosuuntaajassa
R	resistanssi
S	vaihtosuuntaajan kytkinkomponentti
t	ajan hetkellisarvo
T	määrätyn pituinen aikajakso
u	jännitteen hetkellisarvo
u^*	modulointisignaalin perusosa
\hat{u}	jännitteen huippuarvo
\underline{u}	jännitevektorin hetkellisarvo paikallaan pysyvässä koordinaatistossa
\mathbf{u}	kytkentätilaa vastaava staattinen jännitevektori
U	jännitteen tehollisarvo
Y	kuorman tähtipiste
Z	impedanssi

Alaindeksit

base	kytkentähäviölaskennassa käytetyn suureen perusarvo
C	kondensaattorin sähköinen suure
cab	kaapelin sähköinen suure
cm	yhteismuotoinen komponentti
con	johtohäviö
conv	suuntaajan AC-lähtöön liittyvä suure tai komponentti
CE	IGBT:n kollektori-emitteri
D	diodi
dc	tasasähkösuure
dc1	jaetun tasasähköpiirin ylempi komponentti tai suure
dc2	jaetun tasasähköpiirin alempi komponentti tai suure
dm	eromuotoinen komponentti
F	johtohäviöparametri
filter	suodattimen sähköinen suure tai komponentti
GE	IGBT:n hila-emitteri
grid	verkkoon liittyvä suure tai komponentti
i	indeksi
I	IGBT
L	kuristimen sähköinen suure
l-l	vaiheiden välinen suure
load	kuorman sähköinen suure tai komponentti
max	maksimi
min	minimi
mod	modulointi
out	lähtösuure
p	hajasuure (parasitic)
ref	referenssi
res	resonanssi
sec	sektori
sw	kytkentäilmiöön liittyvä suure
sw,off	suure, joka liittyy kytkentään johtavasta tilasta johtamattomaan tilaan
sw,on	suure, joka liittyy kytkentään johtamattomasta tilasta johtavaan tilaan

Lyhenteet

2-L	Two-Level	kaksitasoinen
3-L	Three-Level	kolmitasoinen
AC	Alternating Current	vaihtovirta
ANPC	Active Neutral Point Clamped	aktiivinen nollapiste- kytketty (suuntaaja)
amod		a-vaiheen modulointisignaali
CM	Common-Mode	yhteismuotoinen
DM	Differential-Mode	eromuotoinen
DMCM		ero-yhteismuotoinen
DC	Direct Current	tasavirta
DPWM1	Discontinuous PWM	60°:een epäjatkuva vektorimodulointimenetelmä
DPWMMAX	Discontinuous PWM Maximum	120°:een epäjatkuva vektorimodulointimenetelmä
DPWMMIN	Discontinuous PWM Minimum	120°:een epäjatkuva vektorimodulointimenetelmä
EMC	Electromagnetic Compatibility	sähkömagneettinen yhteensopivuus
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor	eristetyllä hilalla varustettu bipolaaritransistori
LCL		induktanssi-kapasitanssi- induktanssi
NP	Neutral Point	neutraali potentiaali, nollapiste
NPC	Neutral Point Clamped	nollapiste-kytketty (suuntaaja)
PWM	Pulse Width Modulation	pulssinleveysmodulointi
rms	root mean square	tehollisarvo
SVPWM	Space Vector PWM	jatkuva vektorimodulointi
THD	Total Harmonic Distortion	harmoninen kokonaissärö
THI	Third Harmonic Injection	kolmannen yliaallon lisäys
t.p.		toimintapiste
VG	Virtual Ground	virtuaalimaa

1 Johdanto

Moottorit kuluttavat suurimman osan teollisuuden sähköenergiasta ja usein niitä ohjataan esimerkiksi kuristussäädön avulla, jolloin moottorin hyötysuhde jää varsin heikoksi. Ohjaamalla moottoria sen sijaan taajuusmuuttajan avulla, moottorin pyörimisnopeuden ja vääntömomentin säätö portaattomasti on mahdollista lisäten energiatehokkuutta merkittäväksi. Energiansäästön lisäksi taajuusmuuttajat esimerkiksi parantavat järjestelmän suorituskykyä ja mahdollistavat useat eri lähtötaajuudet. Toisaalta ne ovat myös merkittävä sähkömagneettisten häiriöiden lähde. Taajuusmuuttajarakenteita on olemassa erilaisia ja laite koostuu useista osista, joista tässä työssä tarkastellaan verkkovaihtosuuntaajaa, joka siirtää tehoa toimintapisteestä riippuen joko jännitevälipiiristä sähköverkkoon tai päinvastoin.

Vaihtosuuntaaja muuttaa tasasähkön (DC) vaihtosähköksi (AC) ja moduloinnin avulla voidaan tasasähköstä keskiarvoistaa haluttu AC-signaali. Pulssinleveysmoduloinnissa (PWM) AC-signaali toteutetaan muodostamalla tietyllä aikavälillä haluttu signaalin keskiarvo pulssien leveyttä säätämällä. Toisin sanoen PWM:ssä ohjataan vaihtosuuntaajan sisältämien kytkimien johtoaikoja. Vaihtosuuntaajilla on mahdollista tuottaa tarkka ja hyvälaatuinen lähtöjännite joko verkkoon tai moottoriin syötettäväksi. Kun muutetaan tasajännitettä kolmivaiheiseksi vaihtojännitteeksi vaihtosuuntaajan avulla törmätään kuitenkin siihen tosiasiaan, että lähtöjännite ei koskaan voi olla täysin sinimuotoista. Tämä johtuu siitä, että kunkin vaiheen hetkellinen arvo on aina sidottu tasajännitekiskon arvoon, jolloin vaihejännitteiden hetkellinen summa ei useimmiten voi olla nolla, vaikka jännitteen perustajaiset komponentit ovat symmetriset. Siten vaihtosuuntaajan lähtöön syntyy yhteismuotoinen jännite, jolla tässä tarkoitetaan vaihtosuuntaajan kolmivaiheisen lähdön tähtipisteen ja tasajännitevälipiirin keskipisteen eli nollapisteen (NP) välistä jännitettä. [1]

Yhteismuotoinen jännite jätetään suuntaajan toimintaa analysoitaessa yleensä ottamatta huomioon, koska useimmat kolmivaiheikäytöt ovat kolmijohdinjärjestelmiä, jolloin tähtipisteeseen ei ole kytketty nollajohdinta eikä yhteismuotoinen virta pääse tällöin kulkemaan. Yhteismuotoinen jännite saattaa kuitenkin hajakapasitaanssien kautta aiheuttaa suuritaajuisia virtapulsseja, jotka synnyttävät häiriöitä verkkoon, ohjauspiiriin, muihin ympäröiviin laitteisiin tai tuottavat laakerivirtoja, joiden takia moottorin laakerit saatetaan joutua uusimaan hyvinkin lyhyen käyttöajan jälkeen [2]. Lisäksi yhteismuotoinen jännite toimii herätteenä muille häiriöille ja aiheuttaa esimerkiksi moottorin käämin ja maan välille jännitteen rasittaen käämisteitä. Siten yhteismuotoisen jännitteen aiheuttamien häiriöiden vaimentaminen on tärkeää hyvälaatuisen lähtöjännitteen saavuttamisen ja sähkömagneettisten häiriöiden minimoimisen lisäksi myös korjausten ja huoltotarpeen minimoimiseksi.

Tämän työn tavoitteena on selvittää kuinka yhteismuotoisen jännitteen suodattaminen onnistuu verkkovaihtosuuntaajassa. Työssä tarkoituksena on suunnitella suodatin, joka suodattaa sekä ero- että yhteismuotoiset jännitteet. Kehitettyä ratkaisua verrataan toteutukseen, joka suodattaa pelkän eromuotoisen signaalin. Työn keskeiset tutkimuskysymykset ovat: miten eri modulointimenetelmät vaikuttavat yhteismuotoisen jännitteen syntyyn, kuinka vaihtosuuntaajan moduloitu lähtöjännite käyttäytyy taajuustasossa, millainen suodatinrakenne kannattaa valita, kuinka suo-

datinkomponenttien arvot määritetään sekä kuinka suodatin käyttäytyy valittujen modulointimenetelmien kanssa.

Työssä tarkastellaan kahta pääpiiritopologiaa, yleisimmin käytössä olevaa kaksisitasoista vaihtosuuntaajaa, joka on myös tässä työssä ensisijainen topologia sekä erityisesti suuremmille tehoille soveltuvaa kolmitasoista rakennetta. Vastaukset tutkimuskysymyksiin pyritään löytämään tarkastelemalla useita eri asioita. Aluksi tutkitaan eri pulssinleveysmodulointimenetelmiä. Kaikki modulointimenetelmät tuottavat yhteismuotoista (CM) jännitettä, mutta modulointitavasta riippuen jännitteen aikatason käyrämuodot sekä taajuustason käyttäytyminen poikkeavat toisistaan. Työssä verrataan yhteismuotoista jännitettä eri modulointitavoilla sekä modulointi-indeksin vaikutusta käyrämuotoihin. Erityisesti jännitteen taajuussisällön tarkastelu on oleellista, kun pohditaan menetelmän soveltuvuutta käytettäväksi suodattimen kanssa. Tarkastelun perusteella valitaan työssä käytettävä modulointimenetelmä kummallekin pääpiiritopologialle ja tämän jälkeen tutkitaan kuinka valinta vaikuttaa suhteutettuna vertailussa olevaan pelkän eromuotoisen (DM) komponentin suodattavaan ratkaisuun. Erityisesti tutkitaan modulointimenetelmän vaikutusta kytkinkomponenttien häviötehoon sekä siten mahdollisesti tarvittavaa virran pienennystä häviöiden pitämiseksi samoina. Tämän jälkeen tarkastellaan suodattimen rakennevaihtoehtoja sekä suodattimen passiivikomponenttien virtarasituksia. Valitun suodattimen ja modulointimenetelmän käyttäytymistä aikatasossa tutkitaan simuloimalla piiriä Simplorer-ohjelmalla. Työssä tutkitaan ero-yhteismuotoissuodattimen (DMCM) vaikutusta sähköisiin suureisiin, mutta kustannuksiin ei oteta suoraan kantaa. Edelleen työn laajuuteen ei kuulu suodattimen optimointi, koska se ei ole oleellista tarkasteltaessa DMCM-suodattimen vaikutusta eri modulointitavoilla verrattuna pelkkään DM-suodattavaan malliin. Myöskään virtasäätöä ei tässä työssä käsitellä, koska työn tavoitteen kannalta riittää, että tarkastellaan ideaalista piiriä vakiokuormalla.

Tämä työ tehdään ABB Oy:n Drives-yksikölle. Pääpaino työssä on verkkovaihtosuuntaajalla, mutta suodatuksen toteutettavuutta tarkastellaan myös moottoripuolelle. Tämän työn kannalta merkittävimmät erot verkkoon- ja moottoriin kytkennän välillä ovat perustaajuuden vaihtelun alue sekä kytkennöissä tyypillisesti käytettävät modulointi-indeksit. Verkkovaihtosuuntaajassa pyritään käyttämään pääasiassa suurinta mahdollista modulointi-indeksiä, kun taas moottoria varten suuntaajan on tuotettava hyvälaatuinen lähtöjännite myös erittäin pienillä modulointi-indekseillä.

Tämän työn pohjana on viitteen [3] diplomityö, jossa tutkittiin eri modulointimenetelmiä ja topologioita sekä niiden vaikutusta yhteismuotoisen jännitteen muodostumiseen. Tässä työssä kiinnostuksen kohteena on yhteismuotoisen jännitteen suodatus, joten modulointimenetelmiä tarkastellaan hieman eri näkökulmasta. Työssä valitaan kummallekin pääpiiritopologialle DM-suodattava vertailumalli, johon DMCM-suodattimella saatuja tuloksia voidaan verrata.

Työ aloitetaan perehtymällä pulssinleveysmodulointiin ja sen toteutukseen kahdessa eri yleisesti käytössä olevassa suuntaajatopologiassa. Luvussa 2 käsitellään pulssinleveysmodulointia yleisesti sekä yhteismuotoisen jännitteen syntymistä vaihtosuuntaajassa. Luvussa 3 esitellään työssä käsiteltävät modulointimenetelmät, verrataan niitä keskenään ja valitaan tähän työhön soveltuvat menetelmät. Luvussa 4 tarkastellaan ero- ja yhteismuotoisen jännitteen suodatusta sekä näiden yhdistämistä.

Luvussa valitaan työssä käytettävä suodatinrakenne, joka soveltuu sekä kaksi- että kolmitasoiselle vaihtosuuntaajalle. Luvussa 5 esitetään vaihtosuuntaajalle ja suodattimelle kehitetty simulointimalli, minkä jälkeen saadut simulointitulokset esitellään ja analysoidaan. Luvussa 6 tehdään johtopäätökset teoreettisen analyysin ja simulointitulosten pohjalta ja työn päättää yhteenveto käsitellyistä asioista ja tärkeimmistä päätelmistä.

2 Pulssinleveysmodulointi

Pulssileveysmoduloinnin ideana on tuottaa suuntaajan lähtöön jännitepulsseja, joiden aikakeskiarvo tietyn jakson yli on sama kuin halutun lähtöjännitteen aikakeskiarvo tällä aikavälillä. Moduloinnin ensimmäinen tavoite on siis laskea suuntaajan päällekytkentähetket, joilla haluttu lähtöjännite voidaan savuttaa. Toinen PWM:n tavoite on järjestää kytkentätapahtumat mahdollisimman tehokkaasti eli siten, että epätoivotut harmoniset ja kytkentähäviöt saadaan minimoitua. [4] Tässä työssä käsitellään vakio-
taajuisia PWM-menetelmiä, joille yhteistä on aseteltavissa oleva modulointijakson pituus [5]. Tarkasteluun otetaan sekä kantoaaltovertailu- että vektorilaskentaperusteiset modulointitavat. Kantoaaltovertailussa vaihekohtaiset kytkinohjeet muodostetaan vertaamalla kantoaaltoa modulointisignaaliin. Vektorimoduloinnissa kolmivaihesuuret puolestaan muunnetaan avaruusvektoriksi ja kytkinohjeet saadaan vektorilaskennan avulla. Näitä molempia tapoja kytkinohjeiden muodostamiseksi käsitellään luvussa 3. Kantoaaltomenetelmät voidaan yleisesti jakaa jatkuviin ja epäjatkuviin menetelmiin. Jälkimmäisissä pulssikuvioon tulee nimensä mukaisesti epäjatkuvuuskohtia, mutta menetelmillä saavutetaan joitakin etuja jatkuvaan modulointiin verrattuna, joihin palataan tässä työssä myöhemmin.

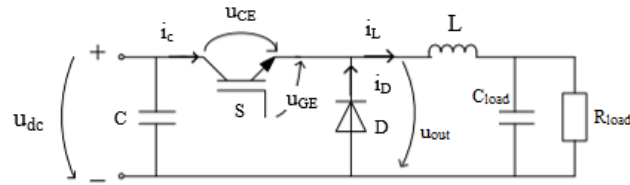
Eräs modulointimenetelmältä yleisesti haluttu ominaisuus on mahdollisimman laaja lineaarinen modulointialue. Tällöin alue, jolta lähtöjännitteen on mahdollista saada arvoja, on suuri ilman, että pääjännitteen perusaalto säröytyy. Ylimodulointialueella lähtöjännitteen arvoa voidaan vielä kasvattaa, mutta pääjännitteeseen syntyvät harmoniset yliaallot heikentävät selvästi suuntaajan suorituskykyä [1] [6]. Muita modulointimenetelmältä toivottavia ominaisuuksia ovat mahdollisimman pienet kytkentähäviöt, harmonisen kokonaissärön (THD) minimointi, modulaattorin helppo toteutus sekä mahdollisimman lyhyt laskenta-aika [6]. Ennen kuin tarkemmin perehdytään PWM:ään, käydään esimerkinomaisesti läpi kommutoinnin perusteet, minkä avulla vaihtosuuntaajan toiminnan ja siinä syntyvien tehohäviöiden ymmärtäminen on helpompaa.

2.1 Kommutointi

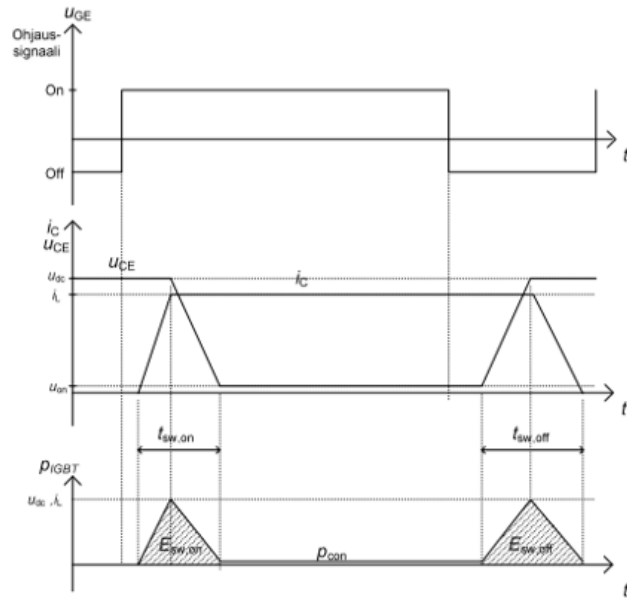
Vaihtosuuntaaja toteutetaan kytkinkomponenteilla, joiden avulla tasasähkö katkotaan vaihtosähköksi. Kytkin toteutetaan puolijohdekomponenteilla, transistorilla ja sen kanssa vastarinnankytkettyllä diodilla. Tässä työssä transistorina käytetään IGBT:tä. IGBT voidaan ohjata johtavaan ja ei-johtavaan tilaan ohjaussignaalin avulla. Diodi puolestaan johtaa silloin, kun jännite sen yli anodilta katodille on positiivinen.

Kommutoinnilla tarkoitetaan virran kulun siirtymistä komponentilta toiselle ja sen aikana molemmat komponentit johtavat hetken samanaikaisesti. Kuvan 2.1a) laskevan tasasähkökatkoja avulla käsitellään IGBT:n ja diodin välistä kommutointia, minkä ymmärtäminen on tärkeää kun myöhemmin käsitellään vaihtosuuntaajan puolijohdekomponenteissa syntyviä tehohäviöitä. Jännitettä laskevan katkojan idea on kytkeä sen lähtö vuorotellen positiiviseen ja negatiiviseen tasasähköpotentiaaliin. Katkojan kuormassa oleva induktanssi rajoittaa virran muutosnopeutta ja estää sen äkilliset muutokset kytkennän vaihtuessa tasajännitepotentiaalien välillä. Kun

IGBT S on johtavassa tilassa, kulkee kuormavirta i_L sen kautta ja katkojan lähtöön kytkeytyy positiivinen jännite. Koska todelliset kytkimet eivät ole ideaalisia, jää IGBT:n yli pieni jännite jolloin katkojan lähtöjännite u_0 on hieman pienempi kuin tasajännite u_{dc} . Kun IGBT ohjataan estotilaan, kommutoi virta IGBT:ltä diodille ja virta kulkee hetken aikaa molempien komponenttien kautta, kunnes i_L on kokonaan siirtynyt transistorilta diodille. Myös diodilla on johtavassa tilassa pieni jännitehäviö, jolloin katkojan lähtöjännite u_0 on tuon johtotilan jännitteen suuruinen, kun se ideaalisella komponentilla olisi nolla. Kun IGBT ohjataan taas johtavaan tilaan, kommutoituu virta diodilta takaisin IGBT:lle. Yhden kytkentäjaksen T_{sw} aikana IGBT kytketään kerran päälle ja pois.



a)



b)

Kuva 2.1: a) Laskeva tasasähkökatkoja. b) Kytkentähäviöiden syntyminen puolijohdekomponentissa. Komponentin siirtyminen johtavaan tilaan tai siitä pois ei tapahdu äärettömän nopeasti vaan kommutoinnin aikana komponentin yli vaikuttaa samanaikaisesti virta ja jännite aiheuttaen kytkentähäviöitä. [7]

Vaihtosuuntaajan puolijohdekomponenteissa syntyy päällekytkentä- ja katkaisuhäviöitä (kytkentähäviöitä), estotilan häviöitä, johtotilan häviöitä sekä ohjaushäviöitä. Ohjaus- ja estotilan häviöt ovat usein mitättömän pieniä, joten ne jätetään tavallisesti häviölaskennassa huomioimatta. [8] Siten merkittävimmät häviöt puolijohdekomponenteissa syntyvät johtotilassa sekä kytkentätapahtumien yhteydessä.

Häviöteho määräytyy komponentin yli samanaikaisesti vaikuttavan jännitteen ja virran tulosta. Johtotilan häviöt aiheutuvat komponentin kynnysjännitteestä ja resistanssista, joiden vuoksi johtotilassakin komponentin yli vaikuttaa jännite, kuten edellä jännitettä laskevaa katkojaa käsiteltäessä todettiin. Tämä johtotilan jännite yhdessä virran kanssa aiheuttaa johtohäviöitä. Johtohäviöt lisääntyvät lämpötilan kasvaessa, joten tehokas jäähdytys auttaa pitämään ne pieninä. [8]

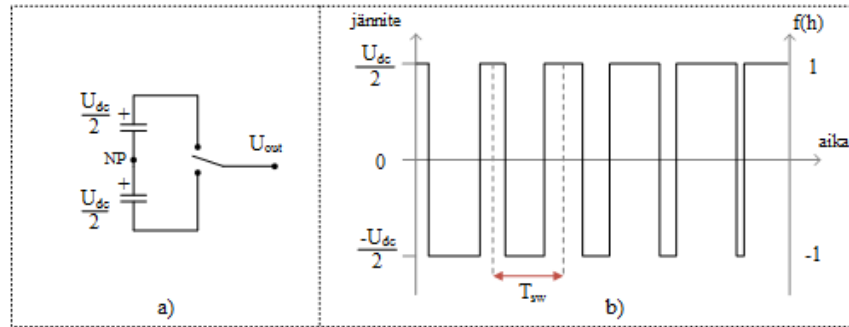
Puolijohdekomponenteissa suurimmat häviöt syntyvät kuitenkin kytkentätapahtumista. Ideaalinen kytkin ei aiheuttaisi kytkentähäviöitä, koska kytkennät tapahtuisivat äärettömän nopeasti. Todellisilla komponenteilla kommutointiin kuluu kuitenkin aikaa. Kuvassa 2.1b) on esitetty ylinnä IGBT:n ohjaussignaali ja keskellä yksinkertaistettu kuva sen jännitteen ja virran muutoksesta kytkentäjakson aikana. Kuten nähdään, ohjattaessa kytkin johtavaan tilaan virran siirtyminen kulkemaan kokonaan IGBT:n kautta kestää hetken ja tämän kommutointijakson aikana komponentin yli vaikuttaa sekä virta että jännite. Samanlainen kommutointijakso havaitaan ohjattaessa IGBT estotilaan. Kytkennän aikana IGBT:n yli vaikuttavan virran ja jännitteen tulo määrittää kytkentähäviötehon. Alimpana on hahmoteltu periaatekuva kytkentähäviöiden muodostumisesta, jossa näkyy sekä kytkentähäviöteho- ja energia että johtotilan häviöteho. Kytkentähäviöt kasvavat luonnollisesti suurempaa kytkentätaajuutta käytettäessä, koska tällöin kytkentätapahtumien määrä perusjakson aikana kasvaa. Toisaalta suurempi kytkentätaajuus takaa paremman lähtöjännitteen laadun, sillä mitä tiheämmin tasajännitteestä katkomalla tuotettu jännite keskiarvoistetaan vastaamaan ohjetta, sitä vähemmän ohje muuttuu suhteessa keskiarvoistusjaksoon ja tällöin tuotetut pulssit vastaavat tarkemmin haluttua lähtöjännitettä.

2.2 Tarkasteltavat vaihtosuuntaajatyypit

Vaihtosuuntaajassa lähtöjännite muodostetaan katkomalla tasajännitettä kytkinten avulla, jolloin suuntaajan lähtöön muodostuu pulssijono. Pulssien amplitudit ovat verrannollisia tasajännitteen suuruuteen. Tässä työssä tarkastellaan kahta yleisesti käytössä olevaa vaihtosuuntaajatyyppeä. Ne eroavat toisistaan siinä, kuinka moneen eri tasajännitepotentiaaliin vaihelähtö voi kytkeytyä. Kaksitasoisessa topologiassa pulssijonon hetkellisellä arvolla on kaksi eri vaihtoehtoa kun taas kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa pulssijono muodostuu kolmesta jännitepotentiaalista.

2.2.1 Kaksitasoinen vaihtosuuntaaja

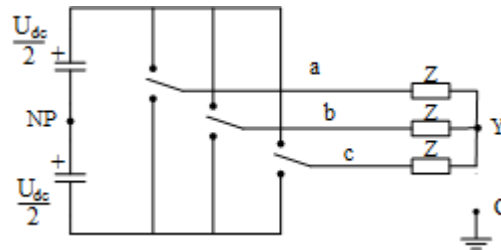
Kaksitasoisessa vaihtosuuntaajassa vaihelähtö voi kytkeytyä joko positiiviseen tai negatiiviseen tasajännitepotentiaaliin, jonka suuruus on puolet U_{dc} -arvosta. Suuntaajan rakenne ja lähtöpulssien muodostuminen yhden vaiheen osalta on esitetty kuvassa 2.2. Kuten kuvastakin nähdään, pulssijonon hetkellinen arvo voi olla $\frac{U_{dc}}{2}$ tai $-\frac{U_{dc}}{2}$ suhteessa tasajännitevälipiirin keskipisteeseen (NP).



Kuva 2.2: Kaksitasoinen vaihtosuuntaaja a) periaatteellinen rakenne yhden vaiheen osalta ja b) muodostuva pulssijono, jossa pulssien leveys riippuu vaiheen johtoajasta.

PWM:ssä pulssien leveyttä muuttamalla saadaan aikaiseksi halutunlainen lähtöjännite ja tämä toteutetaan ohjaamalla sopivasti vaiheen johtoaikaa. Johtoajalla tarkoitetaan tässä sitä, kuinka suuren osan kytkentäjaksosta vaihe on kytkettynä positiiviseen tasajännitepotentiaaliin. Kytkentäjakso T_{sw} on kytkentätaajuuden f_{sw} käänteisluku, $T_{sw} = \frac{1}{f_{sw}}$.

Kuvassa 2.3 on esitetty kaksitasoisen kolmivaiheisen vaihtosuuntaajan periaatteellinen rakenne. Erilaisten kytkentävaihtoehtojen lukumäärä siinä on $2^3 = 8$ ja kytkentäfunktiosta $f(h)$ puhuttaessa tarkoitetaan vaihtosuuntaajan kytkentätilaa. Esimerkiksi $f(h) = (1 -1 -1)$ tarkoittaa, että vaihe a on kytketty positiiviseen tasajännitepotentiaaliin ja vaiheet b ja c negatiiviseen tasajännitepotentiaaliin.

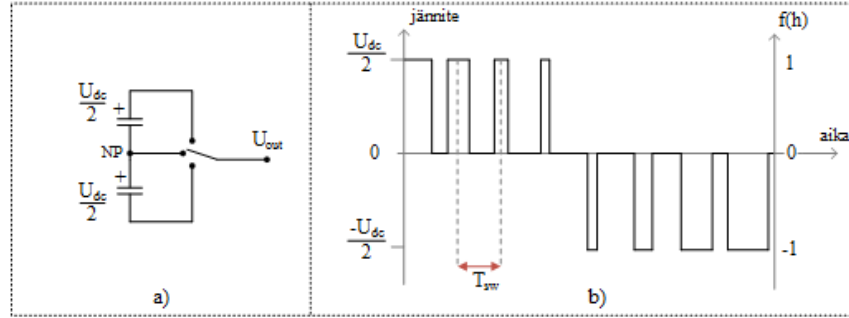


Kuva 2.3: Kaksitasoisen kolmivaiheisen vaihtosuuntaajatopologian periaatteellinen rakenne.

2.2.2 Kolmitasoinen vaihtosuuntaaja

Käyttämällä kaksitasoisen sijaan kolmitasoisia vaihtosuuntaajatopologiaa on mahdollista saavuttaa parempilaatuinen lähtöjännite [9]. Kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa kukin vaihe voi positiivisen ja negatiivisen tasajännitepotentiaalin lisäksi kytkeytyä myös neutraaliin potentiaaliin eli niin kutsuttuun nollapisteseen (NP). Tämän rakenteen ajatuksena on kytkeä vaihelähtö positiivisen ja negatiivisen potentiaalin välillä aina nollapisteen kautta, jolloin lähtöjännitepulssin korkeus yhden kytkentäjakson aikana on vain puolet kaksitasoisen suuntaajan vastaavasta. Siten kolmitasoisella vaihtosuuntaajalla saavutetaan parempi lähtöjännitteen laatu kuin kaksitasoisella rakenteella. Kolmitasosuuntaajan rakenne ja lähtöpulssien muodostuminen yhden vaiheen osalta on esitetty kuvassa 2.4. Tässä työssä tehdyssä tarkastelussa oletetaan kolmitasosuuntaajan tasajännitteen jakautuvan kahteen yhtä suureen osaan, joiden

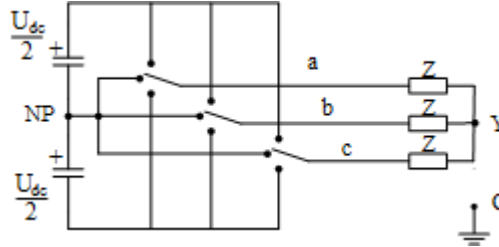
kummankin suuruus on $\frac{U_{dc}}{2}$. Siten pulssijonon hetkellinen arvo voi olla $\frac{U_{dc}}{2}$, 0 tai $-\frac{U_{dc}}{2}$, mikä myös nähdään kuvasta 2.4b).



Kuva 2.4: Kolmitasoinen vaihtosuuntaaja a) periaatteellinen rakenne yhden vaiheen osalta ja b) muodostuva pulssijono, jossa pulssien leveys riippuu suhteellisesta kytkentäajasta eri tasajännitepotentiaaleihin.

Kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa johtoaika määritellään hieman eri tavalla kuin kaksitasoisessa. Koska kytkentä tapahtuu aina nollapotentiaalin kautta, on johtoaika se kytkentäjaksen suhteellinen osa, jolloin kytkin on kytketty joko potentiaaliin $\frac{U_{dc}}{2}$ tai $-\frac{U_{dc}}{2}$. Jäljelle jäävän ajan kytkentäjaksosta vaihe on kytketty nollapisteeseen.

Kuvassa 2.5 on esitetty kolmitasoisien ja kolmivaiheisen vaihtosuuntaajan periaatteellinen rakenne. Kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa mahdollisia kytkentätiloja eli kytkentäfunktion eri arvoja on jo huomattavasti enemmän kuin kaksitasoisessa, $3^3 = 27$. Esimerkiksi kytkentäfunktio $f(h) = (1 -1 0)$ tarkoittaa, että vaihe a on kytketty positiiviseen tasajännitepotentiaaliin, vaihe b negatiiviseen tasajännitepotentiaaliin ja vaihe c nollapisteeseen.



Kuva 2.5: Kolmitasoisien kolmivaiheisen vaihtosuuntaajatopologian periaatteellinen rakenne.

Kolmitasoisista topologiaa käytetään usein suuritehoisissa laitteissa, koska kytkinten jänniterasitus on puolet pienempi kuin vastaavalla kaksitasoisella rakenteella. Kolmitasoinen vaihtosuuntaaja tuottaa myös vähemmän yliaaltoja kuin kaksitasoinen suuntaaja samalla kytkentätaajuudella. [10] [11] Kolmitasoisien suuntaajan rakenne on kuitenkin monimutkaisempi ja sen toteuttaminen vaatii enemmän puolijohdekomponentteja kuin kaksitasoinen topologia, joten näistä syistä kolmitasosuuntaajia käytetään harvemmin kuin kaksitasoisia. Kummankin esitellyn vaihtosuuntaajatyypin varsinaiseen toteutukseen palataan tässä työssä myöhemmin.

2.3 Yhteismuotoinen jännite

Kuten edellä todettiin, vaihtosuuntaajan kunkin vaiheen hetkellinen arvo on aina sidottu tasajännitekiskon potentiaaliin, joten kaksitasoisessa topologiassa vaihelähtöjen summa ei koskaan voi olla nolla. Tästä seuraa, että vaihtosuuntaajan lähtöön syntyy yhteismuotoinen jännite, jolla tarkoitetaan tavallisesti kuorman tähtipisteen ja maan välistä jännitettä. Tämä voidaan laskea kuvien 2.3 ja 2.5 merkinnöillä

$$u_{Y-G} = u_{Y-NP} + u_{NP-G} \quad (2.1)$$

Koska kuitenkin jännite u_{NP-G} on pieni ja hitaasti vaihteleva verrattuna jännitteeseen u_{Y-NP} , määritetään yhteismuotoinen jännite tässä tähtipisteen ja nollapisteen väliseksi jännitteeksi. [1] Yhteismuotoisen jännitteen suuruus voidaan laskea jännitteenjaon avulla. Vaiheen ja nollapisteen välinen jännite voidaan siten esittää kullekin vaiheelle seuraavasti:

$$u_{a-NP} = u_{a-Y} + u_{Y-NP} \quad (2.2a)$$

$$u_{b-NP} = u_{b-Y} + u_{Y-NP} \quad (2.2b)$$

$$u_{c-NP} = u_{c-Y} + u_{Y-NP} \quad (2.2c)$$

Yhtälöistä on huomattava, että esimerkiksi u_{a-Y} on sama asia kuin u_a eli a-vaiheen vaihejännite, mutta tässä se on kirjoitettu kahden pisteen väliseksi jännitteeksi helpottamaan jännitteenjaon havaitsemista. Symmetrisessä kolmivaihejärjestelmässä vaihejännitteiden summa on nolla [12]

$$u_{a-Y} + u_{b-Y} + u_{c-Y} = 0 \quad (2.3)$$

Hyödyntämällä edellistä, laskemalla yhtälöt (2.2a)–(2.2c) puolittain yhteen ja ratkaisemalla tästä yhteismuotoinen jännite u_{Y-NP} , saadaan tulokseksi

$$u_{Y-NP} = \frac{1}{3}(u_{a-NP} + u_{b-NP} + u_{c-NP}) = u_{cm} \quad (2.4)$$

Vaikka kolmivaiheisen kuorman tähtipisteeseen ei yleensä ole kytketty nollajohdinta, voi yhteismuotoinen jännite hajakapasitanssien kautta aiheuttaa suuritaajuisia virtapulsseja. Verkkovaihtosuuntaajassa virrat voivat aiheuttaa häiriötä sekä verkkoon tai muihin lähettyvillä oleviin systeemeihin että ohjauspiiriin [13]. Sen sijaan moottoreita syöttävissä vaihtosuuntaajissa suurin ongelma on se, että yhteismuotoinen jännite voi aiheuttaa laakerivirtoja. Virtapulssin aiheuttama energia, riittävän suuri ollessaan, pystyy siirtämään metallia kuulalaakerista ja vierintäpinnasta voiteluaineeseen. Kytkentätaajuuden ollessa suuri virtapulsseja syntyy tiheään, jolloin laakerit saattavat kulua hyvinkin nopeasti ja ne joudutaan vaihtamaan. [14]

Kolmivaiheisessa vaihtosuuntaajassa yksittäisestä kytkentätilasta aiheutuva yhteismuotoinen jännite voidaan laskea yhtälöllä (2.4). Taulukkoihin 2.1 ja 2.2 on koottu vaihtosuuntaajien kytkentätilat ja niistä aiheutuvat u_{cm} -arvot kaksi- ja kolmitasotopologioilla. Kytkentätilojen numerointi tulee vektorimoduloinnista ja selitetään seuraavassa luvussa. Taulukoista huomataan, että kolmitasovaihtosuuntaajassa jotkin

kytkentätilat eivät tuota yhteismuotoista jännitettä ollenkaan. Lisäksi kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa yhdestä kytkimenkäännöstä aiheutuva muutos yhteismuotoisessa jännitteessä on puolet pienempi kuin kaksitasoisessa vaihtosuuntaajassa. [15] Tämä johtuu siitä, että vaihe voidaan kytkeä kolmeen eri jännitetasoon ja kytkentä positiivisesta negatiiviseen DC-kiskoon tapahtuu aina nollapotentialin kautta eikä koskaan suoraan tasajännitekiskosta toiseen kuten kaksitasoisessa topologiassa.

Taulukko 2.1: Eri kytkentätiloissa muodostuvat yhteismuotoisen jännitteen arvot kaksitasoisessa vaihtosuuntaajassa.

nro	$f(h)$	u_{cm}
0	-1 -1 -1	$-\frac{U_{dc}}{2}$
1	1 -1 -1	$-\frac{U_{dc}}{6}$
2	1 1 -1	$\frac{U_{dc}}{6}$
3	-1 1 -1	$-\frac{U_{dc}}{6}$
4	-1 1 1	$\frac{U_{dc}}{6}$
5	-1 -1 1	$-\frac{U_{dc}}{6}$
6	1 -1 1	$\frac{U_{dc}}{6}$
7	1 1 1	$\frac{U_{dc}}{2}$

Taulukko 2.2: Eri kytkentätiloissa muodostuvat yhteismuotoisen jännitteen arvot kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa.

nro	$f(h)$	u_{cm}	nro	$f(h)$	u_{cm}	nro	$f(h)$	u_{cm}
0	-1 -1 -1	$-\frac{U_{dc}}{2}$	12	1 0 -1	0	40	-1 0 0	$-\frac{U_{dc}}{6}$
00	0 0 0	0	23	0 1 -1	0	50	-1 -1 0	$-\frac{U_{dc}}{3}$
7	1 1 1	$\frac{U_{dc}}{2}$	34	-1 1 0	0	60	0 -1 0	$-\frac{U_{dc}}{6}$
1	1 -1 -1	$-\frac{U_{dc}}{6}$	45	-1 0 1	0	11	1 0 0	$\frac{U_{dc}}{6}$
2	1 1 -1	$\frac{U_{dc}}{6}$	56	0 -1 1	0	21	1 1 0	$\frac{U_{dc}}{3}$
3	-1 1 -1	$-\frac{U_{dc}}{6}$	16	1 -1 0	0	31	0 1 0	$\frac{U_{dc}}{6}$
4	-1 1 1	$\frac{U_{dc}}{6}$	10	0 -1 -1	$-\frac{U_{dc}}{3}$	41	0 1 1	$\frac{U_{dc}}{3}$
5	-1 -1 1	$-\frac{U_{dc}}{6}$	20	0 0 -1	$-\frac{U_{dc}}{6}$	51	0 0 1	$\frac{U_{dc}}{6}$
6	1 -1 1	$\frac{U_{dc}}{6}$	30	-1 0 -1	$-\frac{U_{dc}}{3}$	61	1 0 1	$\frac{U_{dc}}{3}$

3 Modulointimenetelmät

Tässä luvussa esitellään työssä tutkittavat modulointimenetelmät. Aluksi käsitellään keskiarvoistamista vaihekohtaisten modulointisignaalien avulla ja tämän jälkeen vektorialgebran avulla. Luvun lopussa verrataan käsiteltyjen modulointimenetelmien käyttäytymistä niin aika- kuin taajuustasossa sekä modulointimenetelmän vaikutusta kytkinkomponenttien häviötehoon.

3.1 Sinikolmio-vertailu

Kantaaaltopohjaisen moduloinnin ideana on verrata modulointisignaalia kolmio- tai sahamuotoiseen kantaaltoon. Tässä työssä käytetään kolmioaaltoa, koska tällöin modulointi tuottaa vähemmän yliaaltoja [4]. Sinikolmio-vertailun nimitys tulee siitä, että menetelmässä tyypillisesti käytettävän modulointisignaalin perusosa on sini-muotoinen. Menetelmän periaate on samanlainen sekä kaksi- että kolmitasoiselle vaihtosuuntaajalle, joten siihen perehdytään ensin tarkemmin kaksitasoisen vaihtosuuntaajan avulla, jonka jälkeen laajennetaan menetelmä soveltumaan myös kolmitasoiselle pääpiiritopologialle.

3.1.1 Sinikolmio-vertailu kaksitasotopologialle

Sinikolmio-vertailun periaate on, että modulointisignaalin hetkellisarvon ollessa suurempi kuin kantaallon, kytketään vaihtosuuntaajan lähtö ylempään DC-kiskoon, muutoin alempaan. Modulointisignaalin taajuus on sama kuin vaihtosuuntaajan haluttu lähtötaajuus, kun taas kantaallon taajuus vastaa kytkentätaajuutta. Kantaallon taajuuden on oltava suuri modulointisignaalin taajuuteen verrattuna, jotta pulssien määrä puolijakson aikana on riittävä tuottamaan halutunlaisen ja laadultaan hyvän lähtöjännitteen [12].

Kutakin kolmivaiheisen vaihtosuuntaajan kolmesta haarasta ohjataan omalla modulointisignaalillaan, mutta kantaalto on kaikille yhteinen. Vaihtosuuntaajan lähtöjännitteen halutaan yleisesti olevan sinimuotoista, joten myös modulointisignaalina käytetään siniaaltoa. Kunkin vaiheen a , b ja c modulointisignaalit voidaan esittää seuraavilla yhtälöillä

$$u_a^*(t) = \frac{U_{dc}}{2} m \cos(\omega t) \quad (3.1a)$$

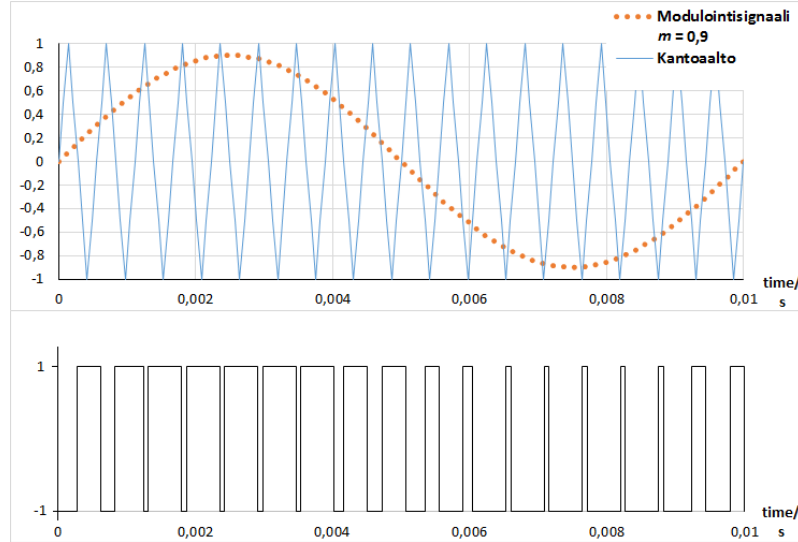
$$u_b^*(t) = \frac{U_{dc}}{2} m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.1b)$$

$$u_c^*(t) = \frac{U_{dc}}{2} m \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (3.1c)$$

missä modulointi-indeksi

$$m = \frac{\hat{u}_i^*}{\frac{U_{dc}}{2}}, \quad i = a, b, c \quad (3.2)$$

Kuva 3.1 havainnollistaa tätä modulointitapaa.



Kuva 3.1: Sinimuotoinen modulointisignaali ja pulssikuvion muodostumisen periaate. Vaihe ohjataan positiiviseen tasajännitepotentiaaliin modulointisignaalin ollessa suurempi kuin kantaalto, muulloin negatiiviseen.

Lineaarisella modulointialueella sinisignaalin huippuarvo ei saa ylittää kolmioaal-
lon huippuarvoa, joten teoreettinen maksimi yhtälöiden (3.1) modulointi-indeksille
 $m = 1$. [6] Tällöin vaihtosuuntaajan tuottama jännite on kuitenkin vain noin 78 %
siitä mitä ylimodulointialueella tuotetulla kanttiaallolla, jossa siis pääjännitteessä on
perusaallon lisäksi myös yliaaltoja, voidaan saavuttaa [16].

Lineaarista modulointialuetta ja siten modulointi-indeksiä on mahdollista kasvat-
taa lisäämällä modulointisignaaliin nollakomponentti. Nollakomponentti summataan
samansuuruisena kaikkiin vaiheisiin, jolloin se eliminoituu eromuotoisesta signaalista
eikä siten vaikuta pääjännitteeseen. Lisäämällä yhtälöiden (3.1a)–(3.1c) modulointi-
signaaleihin nollakomponentti c , saadaan vaihekohtaisiksi signaaleiksi

$$u_i(t) = u_i^*(t) + c(t) \quad (3.3)$$

missä $i = a, b, c$. Pulssinleveysmoduloinnin tuottama hetkellinen pääjännite voi
olla maksimissaan U_{dc} . Laskemalla yhtälöiden (3.1a)–(3.1c) avulla vaihtosuuntaajan
tuottama pääjännite

$$u_a - u_b = \sqrt{3} \frac{U_{dc}}{2} m \cos(\omega t + \frac{\pi}{6}) \quad (3.4)$$

saadaan modulointi-indeksin suurimmaksi mahdolliseksi arvoksi

$$\begin{aligned} \sqrt{3} \frac{U_{dc}}{2} m_{\max} &= U_{dc} \\ \Rightarrow m_{\max} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1,1547 \end{aligned} \quad (3.5)$$

Yhtälöstä nähdään, että vaihtosuuntaajan tuottamaa lähtöjännitettä on siis mah-
dollista kasvattaa yli 15 % lisäämällä modulointisignaaliin nollakomponentti. Kolmi-
vaihejärjestelmässä nollakomponentti sisältää kolmatta yliaaltoa, joka on kaikissa

vaiheissa samanvaiheinen. Siten sinikolmio-vertailussa käytettävä nollakomponentti on

$$c(t) = a \cos(3\omega t) \quad (3.6)$$

jossa vakio a määrittää nollakomponentin amplitudin. Linearisella modulointialueella modulointisignaalin huippuarvon on kuitenkin edelleen oltava maksimissaan kolmioaallon huippuarvon suuruinen, joten modulointisignaali täytyy asettaa ehto

$$\frac{2}{\sqrt{3}} \left(\cos(\omega t) - a \cos(3\omega t) \right) \leq 1 \quad (3.7)$$

Kerroin a saadaan määritettyä, kun selvitetään sisäfunktion suurin arvo. Viitteessä [17] on johdettu a :n arvo, ja sen mukaan suurin lineaarinen modulointialue voidaan saavuttaa, kun

$$a = \frac{1}{6} \quad (3.8)$$

Myös a :n arvo $\frac{1}{4}$ on melko yleinen, koska sen käyttö pienentää lähtöjännitteen harmoinista säröä. Tällöin ei kuitenkaan voida saavuttaa suurinta mahdollista lineaarista modulointialuetta, vaan modulointi-indeksin maksimi-arvo on 1,12. [4] Tässä työssä halutaan tutkia CM-jännitteen suodatuksen toimivuutta mahdollisimman laajalla lineaarisella modulointialueella sekä taajuuskomponenttien vaikutusta suodattimen toimintaan, joten tässä työssä modulointisignaaleihin lisätään $\frac{1}{6}$ kolmatta yliaaltoa ja käytettäväksi modulointisignaaleiksi saadaan tällöin

$$u_a(t) = \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} m \left(\cos(\omega t) - \frac{1}{6} \cos(3\omega t) \right) \quad (3.9a)$$

$$u_b(t) = \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} m \left(\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{6} \cos(3\omega t) \right) \quad (3.9b)$$

$$u_c(t) = \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} m \left(\cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) - \frac{1}{6} \cos(3\omega t) \right) \quad (3.9c)$$

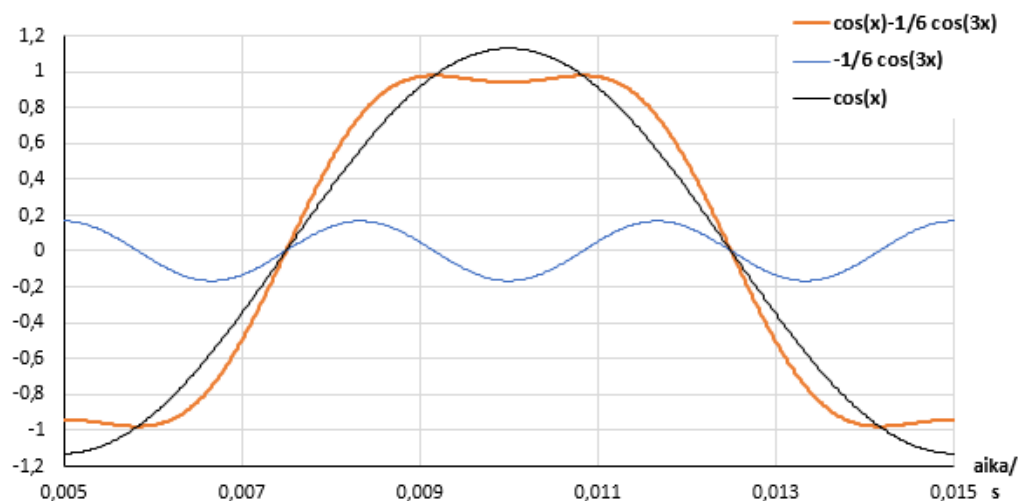
Kuvassa 3.2 on esitetty kolmannen yliaallon lisäämisen vaikutus modulointisignaaliin. Siitä nähdään, kuinka modulointi-indeksiä voidaan kasvattaa pysymällä silti edelleen lineaarisella modulointialueella.

Tämä modulointimenetelmä, jossa modulointisignaaliin lisätään $\frac{1}{6}$ kolmatta yliaaltoa, otetaan tarkasteluun kun eri modulointimenetelmiä kaksitasotopologialle analysoidaan ja verrataan luvussa 3.3. Menetelmästä käytetään tässä työssä lyhennettä THIPWM (Third Harmonic Injection). Muunlaisiin nollakomponentteihin palataan vektorimoduloinnin yhteydessä.

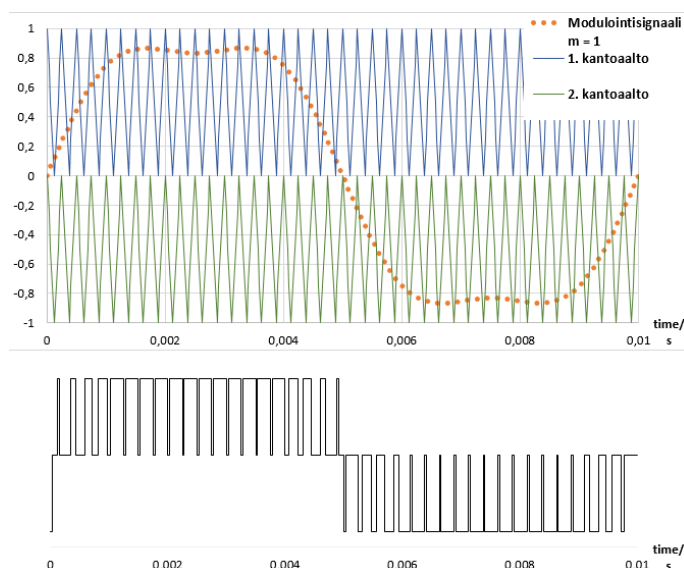
3.1.2 Sinikolmio-vertailu kolmitasotopologialle

Kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa pulssinleveysmodulointi sinikolmio-vertailulla voidaan toteuttaa vastaavalla tavalla kuin kaksitasoisella, mutta kantoaaltoja tarvitaan kaksi, koska kytkennät positiivisen ja negatiivisen potentiaalin välillä tapahtuvat aina nollapisteen kautta. Tällöin kummallekin välille, $[0, \frac{U_{dc}}{2}]$ ja $[-\frac{U_{dc}}{2}, 0]$ tarvitaan oma kantoaalto. Mikäli vaiheen modulointisignaali on suurempi kuin kumpikin kantoaalloista, kytketään vaihe ylempään DC-kiskoon. Jos modulointisignaali on puolestaan

pienempi kuin ensimmäinen kantaalloista mutta suurempi kuin toinen, kytketään vaihe välipiirin keskipisteeseen eli nollatasoon, ja modulointisignaalin ollessa kumpaakin kantaaltoa pienempi, kytketään vaihe alempaan DC-kiskoon. [4] Sinikolmio-vertailun periaate kolmitasoisella vaihtosuuntaajalla on esitetty kuvassa 3.3.



Kuva 3.2: Kolmannen yliaallon lisäämisen vaikutus modulointisignaaliin. Kuvassa mustalla käyrällä on esitetty \cos -signaali ja nähdään, että käytetyllä modulointi-indeksillä sen huippu ylittää arvon yksi, jolloin ei olla enää lineaarisella modulointialueella. Sinisellä käyrällä on esitetty kolmannesta yliaallosta muodostuva nollakomponentti, jonka amplitudi on $\frac{1}{6}$ \cos -signaalin amplitudista. Oranssi käyrä kuvaa \cos -signaalia nollakomponentin lisäämisen jälkeen modulointi-indeksin ollessa edelleen sama. Havaitaan, että tämän käyrän huippu ei ylitä arvoa 1, jolloin ollaan edelleen lineaarisella modulointialueella. Näin ollen nollakomponentin lisäämisellä voidaan lineaarisesta modulointialueesta kasvattaa.



Kuva 3.3: Lähtöjännitteen pulssikuvion muodostuminen kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa sinikolmio-vertailulla. Modulointisignaaliin on lisätty kolmatta yliaaltoa.

Kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa sinikolmio-vertailun toteutukseen on kaksi eri mahdollisuutta. Toisessa näistä kantoaalto ovat keskenään samanvaiheisia ja toisessa vastakkaisvaiheisia. Tässä työssä on käytetty ensimmäistä vaihtoehtoa, koska tällöin lähtöjännitteen THD on pienempi kuin kantoaaltojen ollessa keskenään vastakkaisvaiheisia. [4] Modulointi-indeksin määrittäminen tapahtuu samalla tavalla kuin kaksitasoisella vaihtosuuntaajalla, joten lineaarista modulointialuetta voidaan kasvattaa lisäämällä modulointisignaaliin kolmatta yliaaltoa, kuten on tehty myös kuvassa 3.3 [4]. Modulointisignaaleille pätee yhtälö (3.9) ja modulointimenetelmästä käytetään tässä työssä lyhennettä 3-L THIPWM.

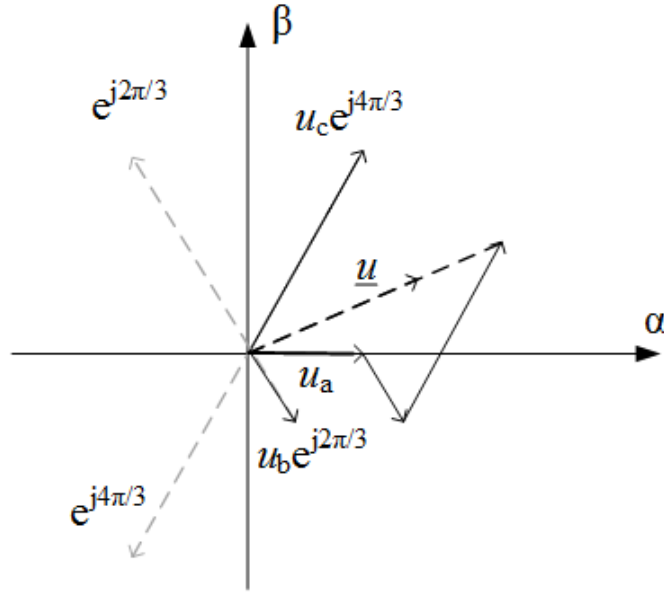
3.2 Avaruusvektoriesitys ja vektorimodulointi

Kolmivaihejärjestelmissä vaihevirratt ja -jännitteet on mahdollista esittää avaruusvektorimuodossa, jolloin kaikkien vaiheiden suuret voidaan mallintaa yhtäaikaaisesti. Jännitteen avaruusvektori määritellään

$$\underline{u} = \frac{2}{3}(u_a + u_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (3.10)$$

missä j on imaginääriyksikkö ja u_i vaiheen i hetkellisarvo. Kertoimen $\frac{2}{3}$ avulla avaruusvektorin pituus skaalautuu vastaamaan vaihejännitteen amplitudia. Avaruusvektori on siis kompleksimuuttuja, jolloin se voidaan esittää kompleksitasossa. Paikallaan pysyvistä koordinaatistosta käytetään usein nimitystä $\alpha\beta$ -koordinaatisto ja avaruusvektori pyörii siinä vaihesuureiden aikatason signaalien taajuutta vastaavalla nopeudella. Avaruusvektorit voidaan myös esittää pyörivässä koordinaatistossa, jolloin samantaajuisesta aikatason signaalista muodostuva vektori pysyy paikallaan. [4] Pyörivää koordinaatistoa käytetään usein helpottamaan suureiden laskemista esimerkiksi virtasäätöä varten, mutta tämän työn kannalla koordinaatiston valinnalla ei ole merkitystä. Kuva 3.4 havainnollistaa avaruusvektorin muodostumista kompleksitasossa. Mahdollinen nollakomponentti $c(t)$ supistuu yhtälöstä (3.10) pois, joten se ei vaikuta avaruusvektoriin. Tarvittaessa nollakomponentti on otettava huomioon erikseen.

Vektorimodulointi hyödyntää avaruusvektoriteoriaa kytkinten suhteellisten johtoaikojen määrittämiseen. Vektorimoduloinnin tavoitteena on, että yhden modulointijakson aikana jännitevektoreilla toteutetun jännitteen sekä halutun lähtöjännitteen ohjearvon keskiarvot ovat yhtä suuret [4]. Lähtöjännitteen ohjearvon avaruusvektori toimii pulssinleveysmoduloinnin referenssijännitevektorina $\underline{u}_{\text{ref}}$, joka pyritään vaihtosuuntaajassa muodostamaan käyttämällä sopivasti kytkentäfunktion määräämiä vektoreita eli kytkentävektoreita. Vektorimoduloinnissa hyödynnetään vektorien yleistä laskusääntöä, jonka mukaan mikä tahansa vektori voidaan muodostaa sopivan mittaisten suuntavektorien summasta. Tämä on vektorimoduloinninkin idea, jossa ohje määrää halutun vektorin ja suuntavektorit ovat kytkentätilan määräämiä vektoreita. Vektorimoduloinnissa suuntavektorin pituus määräytyy vektorin käyttäjästä.



Kuva 3.4: Avaruusvektorin muodostuminen $\alpha\beta$ -koordinaatistossa, missä α on reaaliakseli ja β imaginääriakseli.

Vaihtosuuntaajan kytkentätilat voidaan siis esittää niitä vastaavina kytkentävektoreina. Aktiivivektoreilla tarkoitetaan nollasta poikkeavia kytkentävektoreita, ja loput ovat nollavektoreita, jotka syntyvät kun kaikki vaiheet on kytketty samaan potentiaaliin. [4] Vektorimoduloinnissa referenssijännitevektori pyritään muodostamaan käyttämällä kahta aktiivivektoria tietyn osan modulointijakson pituudesta. Modulointijaksosta jäljelle jäävä aika käytetään pääasiassa nollavektoria. Kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa kolmas vektori voi myös olla muu kuin nollavektori, mutta tähän palataan tarkemmin myöhemmin. Tarvittavien kytkentätapahtumien määrän minimoimiseksi ja aktiivivektorien parhaaksi mahdolliseksi hyödyntämiseksi käytetään yleensä referenssijännitevektorin lähimpiä aktiivivektoreita [6]. Lähimpien vektorien hyödyntäminen myös pitää lähtövirran sykkeisyyden kohtuullisena [16]. Referenssijännitevektorin muodostaminen kytkentävektoreista keskiarvoistamalla voidaan esittää yhtälöllä

$$\underline{u}_{\text{ref}} = \frac{T_1}{T_{\text{mod}}} \underline{u}_1 + \frac{T_2}{T_{\text{mod}}} \underline{u}_2 + \frac{T_3}{T_{\text{mod}}} \underline{u}_3 \quad (3.11)$$

missä T_{mod} on modulointijakson pituus ja alaindekseillä 1, 2 ja 3 viitataan käytettäviin vektoreihin. Jos kolmas vektori on nollavektori, supistuu yhtälö muotoon

$$\underline{u}_{\text{ref}} = \frac{T_1}{T_{\text{mod}}} \underline{u}_1 + \frac{T_2}{T_{\text{mod}}} \underline{u}_2 \quad (3.12)$$

Modulointijakson pituus voidaan ilmoittaa vektorien käyttöaikojen avulla

$$T_{\text{mod}} = T_1 + T_2 + T_3 \quad (3.13)$$

Kun lähtöjännitteen ohjevektori on tiedossa, saadaan lähimmät kytkentävektorit määritettyä. Tämän jälkeen voidaan ratkaista aktiivivektorien käyttöajat yhtälöstä (3.12) ja lopuksi saadaan nollavektorin käyttöaika yhtälöstä (3.13).

Aiemmin sinikolmio-vertailua tutkittaessa havaittiin, että lisäämällä sinimuotoiseen modulointisignaaliin kolmatta yliaaltoja, voidaan lineaarista modulointialuetta kasvattaa merkittävästi. Tämä osoittaa, että pulssin sijoittumisella modulointijaksolle on merkittävä vaikutus modulointimenetelmällä saavutettavaan lähtöjännitteen maksimiarvoon. [4] Vektorimoduloinnissa eri kytkentävektorien käyttöajat lasketaan edellä esitettyjen yhtälöiden avulla, mutta toisin kuin sinikolmio-vertailussa, vektorimoduloinnissa voidaan vaikuttaa siihen missä järjestyksessä modulointijakson aikana käytettävät kytkentätilat suoritetaan eli pulssien sijoittumista modulointijaksolle voidaan ohjata. Vektorimodulointimenetelmiä onkin olemassa useita erilaisia ja ne poikkeavat toisistaan siinä, miten aktiivi- ja nollavektorien käyttö on jaettu yhdelle modulointijaksolle.

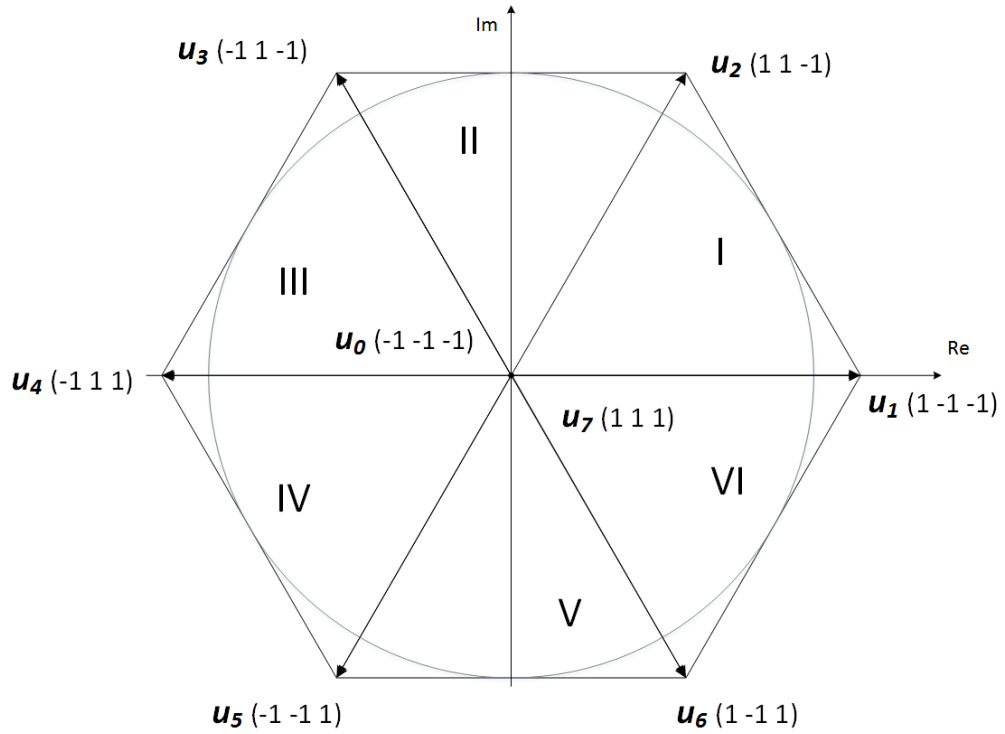
3.2.1 Vektorimodulointi kaksitasovaihtosuuntaajassa

Aiemmin esitettyssä kaksitasoisessa vaihtosuuntaajatopologiassa, kuva 2.3, mahdollisia kytkentäfunktioita on kahdeksan erilaista, joista kuusi on aktiivivektoreita ja kaksi nollavektoreita [4]. Kaksitasovaihtosuuntaajan aktiivivektoreista käytetään usein myös nimitystä päävektori. Kytkentävektorien sijoittumista $\alpha\beta$ -koordinaatistoon on havainnollistettu kuvassa 3.5. Kuten kuvasta nähdään, on koordinaatisto jaettu kuuteen sektoriin joita aktiivivektorit rajaavat. Määrittämällä sektori jossa u_{ref} näytteenottohetkellä sijaitsee, saadaan tieto lähimmistä aktiivivektoreista eli niistä kytkentävektoreista joita kyseisen modulointijakson aikana käytetään [4].

Kytkentävektorien pituus voidaan laskea yhtälöstä (3.10). Esimerkiksi kytkentäfunktioita $f(h) = (1 \ 1 \ -1)$ vastaavan kytkentävektorin pituudeksi saadaan

$$\begin{aligned} |\mathbf{u}_2| &= \left| \frac{2}{3} \left(\frac{U_{\text{dc}}}{2} + \frac{U_{\text{dc}}}{2} e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{U_{\text{dc}}}{2} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \right| \\ &= \left| \frac{U_{\text{dc}}}{3} + j \frac{\sqrt{3}U_{\text{dc}}}{3} \right| \\ &= \frac{2}{3} U_{\text{dc}} \end{aligned} \tag{3.14}$$

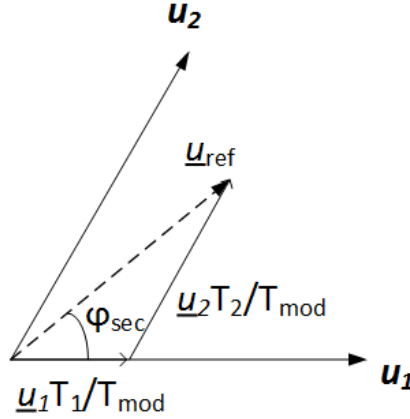
Muiden kytkentävektorien pituudet voidaan laskea vastaavalla tavalla. Kaksitasoisessa topologiassa kaikkien kytkentävektorien pituus on sama $|\mathbf{u}_x| = \frac{2}{3} U_{\text{dc}}$. Kytkentäfunktiot $f(h)$, niitä vastaavat jännitevektorit, vektorien pituudet ja kulmat sekä yhtälön (2.4) avulla lasketut kytkentätilan tuottamat yhteismuotoiset jännitteet on listattu taulukossa 3.1. Taulukkoa tarkastelemalla huomataan, että kytkentävektorien u_{cm} -arvot vastaavat aiemmin taulukossa 2.1 esitettyjä kaksitasovaihtosuuntaajan kytkentätiloista aiheutuvia CM-jännitteen arvoja.



Kuva 3.5: Kaksitasoisen vaihtosuuntaajan kytKentävektorit ja koordinaatiston jako sektoreihin. Aktiivivektorit on numeroitu yhdestä kuuteen ja nollavektorit numeroilla 0 ja 7, joista ensimmäisessä kaikki vaiheet kytkeytyvät negatiiviseen tasajännitepotentiaaliin ja jälkimmäisessä positiiviseen tasajännitepotentiaaliin.

Taulukko 3.1: KytKentäfunctiot, niitä vastaavat jännitevektorit, vektorien pituudet ja kulmat sekä kytKentävektorien tuottamat yhteismuotoiset jännitteet kaksitasoisessa vaihtosuuntaajassa.

$f(h)$	KytKentävektori	$ \mathbf{u}_x (U_{dc})$	φ (rad)	u_{cm}
-1 -1 -1	\mathbf{u}_0	0	-	$-\frac{U_{dc}}{2}$
1 -1 -1	\mathbf{u}_1	$\frac{2}{3}$	0	$-\frac{U_{dc}}{6}$
1 1 -1	\mathbf{u}_2	$\frac{2}{3}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{U_{dc}}{6}$
-1 1 -1	\mathbf{u}_3	$\frac{2}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{6}$
-1 1 1	\mathbf{u}_4	$\frac{2}{3}$	π	$\frac{U_{dc}}{6}$
-1 -1 1	\mathbf{u}_5	$\frac{2}{3}$	$\frac{4\pi}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{6}$
1 -1 1	\mathbf{u}_6	$\frac{2}{3}$	$\frac{5\pi}{3}$	$\frac{U_{dc}}{6}$
1 1 1	\mathbf{u}_7	0	-	$\frac{U_{dc}}{2}$



Kuva 3.6: Referenssijännitevektorin muodostaminen aktiivivektorien avulla sektorissa I.

Kuvassa 3.6 on esitetty miten referenssijännitevektori muodostetaan kahdesta aktiivivektorista sektorissa I. Aktiivivektorien käyttöajat sektorissa I voidaan laskea sijoittamalla yhtälöön (3.12)

$$\underline{u}_{\text{ref}} = |\underline{u}_{\text{ref}}|(\cos \varphi + j \sin \varphi) \quad (3.15)$$

$$\underline{u}_1 = \frac{2}{3}U_{\text{dc}} \quad (3.16)$$

$$\underline{u}_2 = \frac{2}{3}U_{\text{dc}}(\cos \frac{\pi}{3} + j \sin \frac{\pi}{3}) \quad (3.17)$$

missä φ on referenssijännitevektorin ja kytkentävektorin \underline{u}_1 välinen kulma. Merkitsemällä reaali- ja imaginaariosat keskenään yhtäsuuriksi, saadaan aktiivivektorien käyttöajoille kaksitasoisessa (2-L) suuntaajassa yhtälöt

$$T_{1,2L} = \frac{\sqrt{3}}{2}mT_{\text{mod}} \sin(\frac{\pi}{3} - \varphi) \quad (3.18)$$

$$T_{2,2L} = \frac{\sqrt{3}}{2}mT_{\text{mod}} \sin(\varphi) \quad (3.19)$$

joissa on määritelty modulointi-indeksi

$$m = \frac{|\underline{u}_{\text{ref}}|}{\frac{U_{\text{dc}}}{2}} \quad (3.20)$$

Modulointi-indeksi vastaa aiemmin sinikolmio-verailun yhteydessä esitettyä yhtälöä (3.2), koska referenssijännitevektorin pituus on yhtä suuri kuin sitä vastaavien vaihejännitteiden amplitudi, yhtälö (3.10).

Edellä esitettyjä yhtälöitä voidaan käyttää myös muissa sektoreissa, kunhan ehto $0 \leq \varphi_{\text{sec}} \leq \frac{\pi}{3}$ täyttyy, toisin sanoen kulmasta $\omega t = \varphi$ vähennetään kulma $\frac{\pi}{3}$ niin monta kertaa, että ollaan edellä esitetyllä välillä. Yhtälö (3.18) pätee aina referenssijännitevektorista myötäpäivään olevalle kytkentävektorille ja yhtälö (3.19) puolestaan siitä vastapäivään sijaitsevalle kytkentävektorille. On myös mahdollista kirjoittaa jokaiselle sektorille omat yhtälönsä, kuten viitteessä [6] on esitetty.

Kuvaan 3.5 piirretty ympyrä määrittää lineaarisen modulointialueen vektorimoduloinnissa. Referenssi-jännitteen seurattessa tämän ympyrän kaarta, on pääjännitteen arvo U_{dc} . [6]. Tämän avulla voidaan laskea modulointi-indeksi maksimiarvo vektorimoduloinnissa

$$U_{dc} m_{\max} \cos \frac{\pi}{6} = U_{dc} \quad (3.21)$$

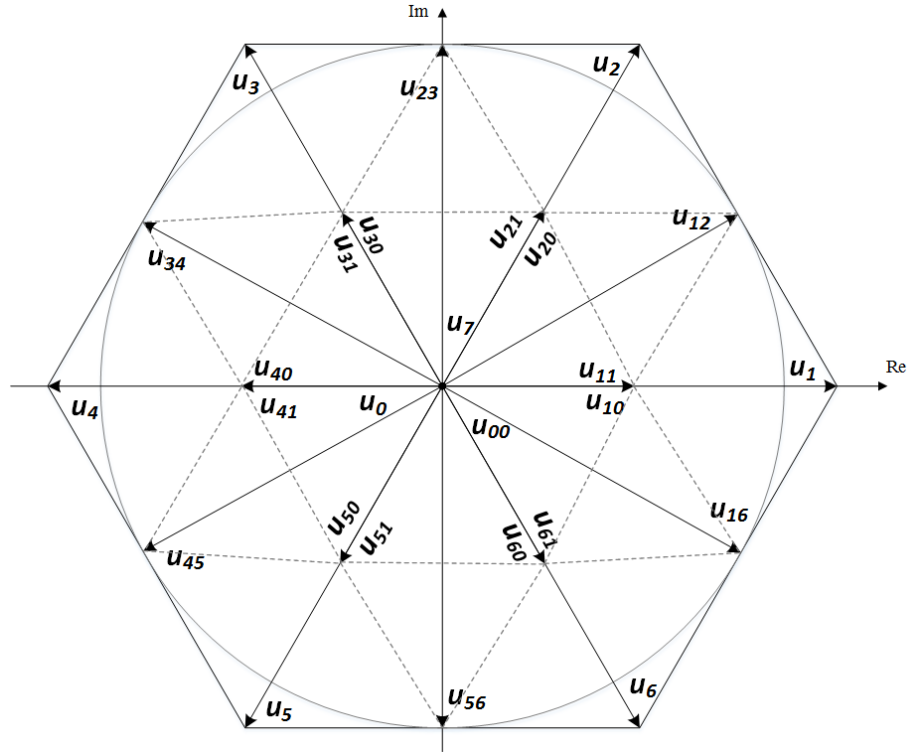
$$\Rightarrow m_{\max} = \frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1,1547 \quad (3.22)$$

Vektorimoduloinnissa lineaarinen modulointialue on siis luonnostaan sama kuin sinikolmio-vertailussa, jossa modulointisignaaliin on lisätty $\frac{1}{6}$ kolmatta yliaaltoa [18].

3.2.2 Vektorimodulointi kolmitasovaihtosuuntaajassa

Kolmitasoisessa vaihtosuuntaajatopologiassa, kuva 2.5, mahdollisia kytkentätiloja on yhteensä 27, mutta erilaisia kytkentävektoreita on sen sijaan vain 19. Vektorien sijoittumista $\alpha\beta$ -koordinaatistoon on havainnollistettu kuvassa 3.7. Kuvasta nähdään, että osa aktiivivektoreista on mahdollista tuottaa kahdella erilaisella kytkinkombinaatiolla. Esimerkiksi vektorit \mathbf{u}_{10} ja \mathbf{u}_{11} ovat jännitteeltään samat, vaikka niiden tuottamiseen käytetty kytkentä on eri. Tällaisten vektorien sanotaan olevan keskenään redundantteja [4].

Redundanteista kytkentävektoreista, joiden pituus on erisuuri kuin nolla, käytetään yleisesti myös nimitystä puolivektori, koska niiden pituus on puolet samansuuntaisen päävektorin pituudesta. Kaksitasoisessa vaihtosuuntaajassa ainoastaan nollavektori on redundantti, koska se voidaan tuottaa kahdella erilaisella kytkinkombinaatiolla. Kolmitasosuuntaajassa nollavektori voidaan sen sijaan tuottaa kolmella eri kytkentätilalla. Niistä kuitenkin tavallisesti, kuten myös tässä työssä, käytetään ainoastaan kytkentätilaa (0 0 0), koska se ei tuota yhteismuotoista jännitettä lainkaan. Samalla päästään eroon kaksitasomoduloinnissakin suurimmat hetkelliset yhteismuotoisen jännitteen arvot tuottavista kytkentätiloista (1 1 1) ja (-1 -1 -1). Kytkentäfunktio $f(h)$, niitä vastaavat jännitevektorit, vektorien pituudet ja kulmat sekä yhtälön (2.4) avulla lasketut kytkentätilojen tuottamat yhteismuotoiset jännitteet kolmitasoiselle suuntaajalle on esitetty taulukossa 3.2. Taulukkoa tarkastelemalla huomataan, että kytkentävektorien u_{cm} -arvot vastaavat aiemmin taulukossa 2.2 esitettyjä kolmitasovaihtosuuntaajan kytkentätiloista aiheutuvia CM-jännitteen arvoja.

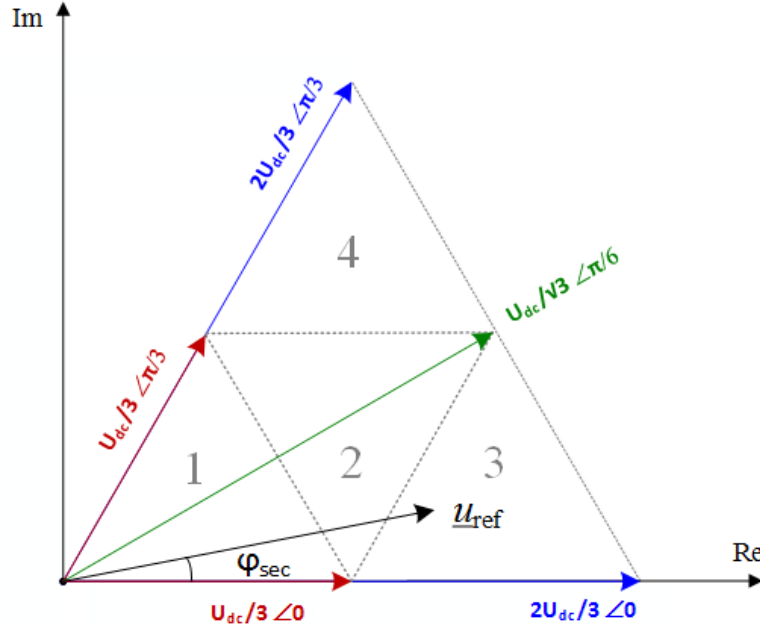


Kuva 3.7: KytKentävektorit kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa. Päävektorit sekä kaksi nollavektoria on numeroitu vastaavalla tavalla kuin kaksitasoisessa vaihtosuuntaajassa. Kolmitasovaihtosuuntaajassa on myös kolmas nollavektori, jota vastaavassa kytKentätilassa kaikki vaiheet kytkeytyvät nollapisteeseen. Tätä vektoria merkitään alaindeksillä 00. Puolivektorit on merkitty kahdella numerolla, joista ensimmäinen kertoo minkä päävektorin suuntainen puolivektori on. Jälkimmäinen numero on yksi, jos vektorin tuottama u_{cm} -jännite on positiivinen. Jos u_{cm} -jännite on negatiivinen, jälkimmäinen numero on nolla. Välivektorit on niin ikään merkitty kahdella numerolla, jotka osoittavat minkä kahden päävektorin väliin ne sijoittuvat.

Taulukko 3.2: KytKentäfunctiot, niitä vastaavat jännitevektorit, vektorien pituudet ja kulmat sekä kytKentävektorien tuottamat yhteismuotoiset jännitteet kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa.

$f(h)$	KytKentävektori	$ \mathbf{u}_x (U_{dc})$	φ (rad)	u_{cm}
-1 -1 -1	\mathbf{u}_0	0	-	$-\frac{U_{dc}}{2}$
0 0 0	\mathbf{u}_{00}	0	-	0
1 1 1	\mathbf{u}_7	0	-	$\frac{U_{dc}}{2}$
1 -1 -1	\mathbf{u}_1	$\frac{2}{3}$	0	$-\frac{U_{dc}}{6}$
1 1 -1	\mathbf{u}_2	$\frac{2}{3}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{U_{dc}}{6}$
-1 1 -1	\mathbf{u}_3	$\frac{2}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{6}$
-1 1 1	\mathbf{u}_4	$\frac{2}{3}$	π	$\frac{U_{dc}}{6}$
-1 -1 1	\mathbf{u}_5	$\frac{2}{3}$	$\frac{4\pi}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{6}$
1 -1 1	\mathbf{u}_6	$\frac{2}{3}$	$\frac{5\pi}{3}$	$\frac{U_{dc}}{6}$
1 0 -1	\mathbf{u}_{12}	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{6}$	0
0 1 -1	\mathbf{u}_{23}	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{2}$	0
-1 1 0	\mathbf{u}_{34}	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{5\pi}{6}$	0
-1 0 1	\mathbf{u}_{45}	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{7\pi}{6}$	0
0 -1 1	\mathbf{u}_{56}	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{3\pi}{2}$	0
1 -1 0	\mathbf{u}_{16}	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{11\pi}{6}$	0
0 -1 -1	\mathbf{u}_{10}	$\frac{1}{3}$	0	$-\frac{U_{dc}}{3}$
1 0 0	\mathbf{u}_{11}	$\frac{1}{3}$	0	$\frac{U_{dc}}{6}$
0 0 -1	\mathbf{u}_{20}	$\frac{1}{3}$	$\frac{\pi}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{6}$
1 1 0	\mathbf{u}_{21}	$\frac{1}{3}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$
-1 0 -1	\mathbf{u}_{30}	$\frac{1}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$
0 1 0	\mathbf{u}_{31}	$\frac{1}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{U_{dc}}{6}$
-1 0 0	\mathbf{u}_{40}	$\frac{1}{3}$	π	$-\frac{U_{dc}}{6}$
0 1 1	\mathbf{u}_{41}	$\frac{1}{3}$	π	$\frac{U_{dc}}{3}$
-1 -1 0	\mathbf{u}_{50}	$\frac{1}{3}$	$\frac{4\pi}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$
0 0 1	\mathbf{u}_{51}	$\frac{1}{3}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{U_{dc}}{6}$
0 -1 0	\mathbf{u}_{60}	$\frac{1}{3}$	$\frac{5\pi}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{6}$
1 0 1	\mathbf{u}_{61}	$\frac{1}{3}$	$\frac{5\pi}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$

Edellä esitettiin yleisesti, että modulointijakson aikana käytetään kahta aktiivivektoria sekä nollavektoria. Kolmitasomoduloinnissa nollavektorin sijaan voidaan kuitenkin käyttää myös puolivektoria. Kolmitasoisista vektorimodulointia varten kuusi pääsektoria jaetaan kukin vielä neljään alasektoriin, jotka määrittävät sen mitä kytkentävektoreista käytetään, kuva 3.8. Kussakin alasektorissa käytetään kolmionmuotoisen alueen rajaamia vektoreita. [11]



Kuva 3.8: Pääsektorin jako alasektoreihin kolmitasomoduloinnissa.

Esimerkiksi referenssi-jännitevektorin kärjen sijoittuessa alasektorin 3 alueelle, voidaan käyttää vektoreita \mathbf{u}_{12} , \mathbf{u}_{10} , \mathbf{u}_{11} , \mathbf{u}_{20} ja \mathbf{u}_{21} . Vektorien käyttöaikojen määrittäminen on siten hieman monimutkaisempaa kuin kaksitasomoduloinnissa. Kolmitasomoduloinnissa nollavektoria käytetään ainoastaan alasektorissa 1, joten käyttöaikojen määrittämisessä lähdetään liikkeelle siitä. Yhtälöt vektorien käyttöajoille voidaan johtaa vastaavalla tavalla kuin aiemmin kaksitasomoduloinnin yhteydessä, mutta nyt alasektorissa 1 aktiivivektoreina ovat puolivektorit, jolloin niiden pituus yhtälöstä (3.10) laskettuna on $|\mathbf{u}_x| = \frac{1}{3}U_{dc}$. Siten vektorien käyttöajoiksi kolmitasomoduloinnissa (3-L) alasektorissa 1 saadaan

$$T_{1,3L} = \sqrt{3}mT_{\text{mod}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right) \quad (3.23)$$

$$T_{2,3L} = \sqrt{3}mT_{\text{mod}} \sin(\varphi) \quad (3.24)$$

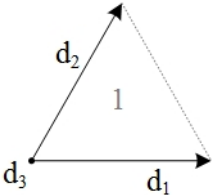
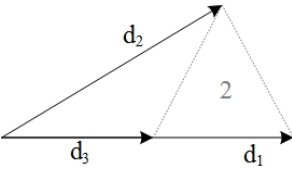
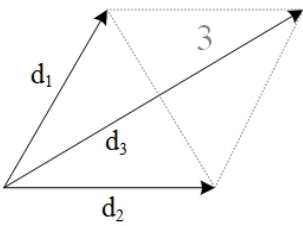
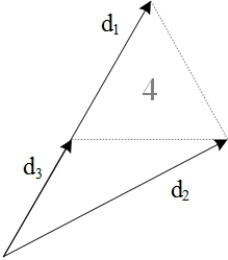
Modulointi-indeksi m on määritelty samalla tavalla kuin kaksitasomoduloinnissa, yhtälö (3.20). Edellä lasketut käyttöajat $T_{1,3L}$ ja $T_{2,3L}$ ovat kuitenkin suoraan hyödynnettävissä vain alasektorissa 1, joten muille alasektoreille käyttöajat täytyy laskea vielä erikseen. Laskennassa tarvitaan päävektorien pituus, joka on sama kuin kaksitasosuuntaajassa eli $\frac{2}{3}U_{dc}$, sekä pääsektorin puolittavien niin sanottujen välivektorien

pituus, joka puolestaan on $\frac{1}{\sqrt{3}}U_{dc}$. Taulukossa 3.3 on esitetty, kuinka vektorien käyttöajat määriytyvät eri alasektoreissa. Käyttöajat on esitetty suhteellisaikoina d_x yhden modulointijakson ajalta. Määrittäminen on havainnollisuuden vuoksi tehty pääsektorissa I, mutta vastaava päättely pätee myös muihin sektoreihin. Kaksitasomoduloinnin tapaan ratkaistuja yhtälöitä voidaan hyödyntää kaikissa pääsektoreissa, kunhan käytetään sektorikohtaista kulmaa todellisen kulman asemesta.

Koska kolmitasomoduloinnissa sekä käytettävät vektorit että niiden käyttöajat riippuvat pääsektorin lisäksi myös alasektorista, täytyy modulaattorin tunnistaa pääsektorin lisäksi myös ohjevektorin alasektori. Modulointijakson pituus ei voi olla suurempi kuin T_{mod} , joten mikäli yhtälö (3.23) on suurempi kuin T_{mod} , täytyy ohjevektorin sijaita alasektorissa 2 (ohjevektori ei voi sijaita alasektorissa 3, koska tällöin vektorin T_{13} käyttöaika olisi negatiivinen, mikä nähdään taulukosta 3.3). Mikäli taas yhtälö (3.24) on suurempi kuin T_{mod} , sijaitsee ohjevektori alasektorissa 4. Koska yhtälöt (3.23) ja (3.24) ovat sellaisenaan voimassa alasektorissa 1, täytyy molempien yhtälöiden sekä niiden summan olla pienempi kuin T_{mod} , jotta ohjevektori sijaitsee kyseisessä alasektorissa. Muussa tapauksessa ohjevektori sijaitsee alasektorissa 3. Taulukkoon 3.3 on kunkin alasektorin yhteyteen koottu ehdot, joilla referenssijännitevektori sijaitsee kyseisessä alasektorissa.

Kolmitasomoduloinnissa yksi ongelma on välipiirin kondensaattorien jännitetasapainon säilyttäminen. Tämä johtuu kolmitasovaihtosuuntaajan rakenteesta, jossa virrälle on kulkutie välipiirin keskipisteestä ja siten nolapisteen jännite pääsee heilumaan aina kun jokin vaihe on kytkettynä nolatasoon. Tämä voi johtaa siihen, että tulojännite ei olekaan vakio ja lisäksi komponenttien jänniterasitukset saattavat jakautua epätasaisesti. [11] Esimerkiksi aiemmin esiteltyt redundantit vektorit kuormittavat ainoastaan toista välipiirin kondensaattoreista. Vektorin \mathbf{u}_{11} kytkentäfunktio on (1 0 0), jolloin se kuormittaa ainoastaan tasajännitepiirin ylempää kondensaattoria, ja sen redundantin vektorin \mathbf{u}_{10} kytkentäfunktio on (0 -1 -1), joka vastaavasti kuormittaa pelkästään tasajännitepiirin alempaa kondensaattoria [19]. Taulukkoa 3.2 tarkastelemalla huomataan, että tämä pätee myös muille redundantteille kytkentävektoreille. Käytettävällä modulointimenetelmällä on mahdollista vaikuttaa välipiirikondensaattoreiden jännitetasapainoon ja juuri redundanttien vektorien sopivalla käytöllä jännitetasapainon säilyttäminen on mahdollista [11].

Taulukko 3.3: Vektorien käyttöaikojen määrittäminen eri alasektoreissa kolmitasomoduloinnissa. Ensimmäisessä sarakkeessa on esitetty ehdot, joilla ohjevektori sijaitsee kussakin alasektorissa. Toisessa sarakkeessa on esitetty miten suhteellinen käyttöaika jakautuu käytettävien vektorien kesken. Kolmannessa sarakkeessa on esitetty vektorit, joita alasektorissa voidaan käyttää ja viimeisessä sarakkeessa on vastaavalla kohdalla esitetty kuinka kyseisen vektorin suhteellinen käyttöaika lasketaan. Molempia redundantteja vektoreita on mahdollista käyttää yhden modulointijakson aikana, jolloin niiden yhteenlaskettu käyttöaika vastaa viimeisessä sarakkeessa esitettyä aikaa. Nollavektoreista käytetään tavallisesti ainoastaan vektoria \mathbf{u}_{00} .

$d_{1,3L} = \sqrt{3}m \sin(\frac{\pi}{3} - \varphi)$ $d_{2,3L} = \sqrt{3}m \sin(\varphi)$			
Alasektori	Vektorien määrittäminen	Vektorit	Suhteellinen käyttöaika
1 Ehto: $d_{1,3L} < 1$ $d_{2,3L} < 1$ $d_{1,3L} + d_{2,3L} < 1$		$\mathbf{u}_{10}, \mathbf{u}_{11}$ $\mathbf{u}_{20}, \mathbf{u}_{21}$ $\mathbf{u}_0, \mathbf{u}_{00}, \mathbf{u}_7$	$d_1 = d_{1,3L}$ $d_2 = d_{2,3L}$ $d_3 = 1 - d_1 - d_2$
2 Ehto: $d_{1,3L} \geq 1$		\mathbf{u}_1 \mathbf{u}_{12} $\mathbf{u}_{10}, \mathbf{u}_{11}$	$d_1 = d_{1,3L} - 1$ $d_2 = d_{2,3L}$ $d_3 = 1 - d_1 - d_2$
3 Ehto: $d_{1,3L} < 1$ $d_{2,3L} < 1$ $d_{1,3L} + d_{2,3L} \geq 1$		$\mathbf{u}_{20}, \mathbf{u}_{21}$ $\mathbf{u}_{10}, \mathbf{u}_{11}$ \mathbf{u}_{12}	$d_1 = 1 - d_{1,3L}$ $d_2 = 1 - d_{2,3L}$ $d_3 = 1 - d_1 - d_2$
4 Ehto: $d_{2,3L} \geq 1$		\mathbf{u}_2 \mathbf{u}_{12} $\mathbf{u}_{20}, \mathbf{u}_{21}$	$d_1 = d_{2,3L} - 1$ $d_2 = d_{1,3L}$ $d_3 = 1 - d_1 - d_2$

3.2.3 Eri vektorimodulointimenetelmät

Kuten tämän luvun alussa todettiin, yksi PWM-ohjauksen tavoitteesta sekä kaksittain kolmitasotopologialle on kytkentähäviöiden minimointi. Tähän pyritään suorittamalla vain yksi kytkimenkääntö kerrallaan. Myös modulointijakson aikana käytettävien vektorien lukumäärällä on luonnollisesti vaikutusta kytkentöjen ja siten myös kytkentähäviöiden määrään. Eri modulointimenetelmiä tarkasteltaessa tullaan kuitenkin huomaamaan, että käyttämällä vähemmän vektoreita tulee lähtöjännitteeseen epäjatkuvuuskohtia. Nämä puolestaan lisäävät lähtöjännitteen yliaaltosisältöä, jonka minimointi on myös yksi ohjauksen tavoitteesta. Siten modulointimenetelmä vaikuttaa myös lähtöjännitteen käyttäytymiseen taajuustasossa, mikä puolestaan on suodattimen toiminnan kannalta kriittinen tekijä.

Seuraavaksi käsitellään muutamia laajasti käytössä olevia vektorimodulointimenetelmiä [20]. Kaikilla esiteltävillä modulointitavoilla aktiivivektorien käyttöajat ovat samat, jotka on jo aiemmin johdettu. Käytettävät vektorit ja niiden käyttöajat määritetään yhden modulointijakson aikana T_{mod} , kun taas kytkentäjaksolla $T_{\text{sw}} = 2T_{\text{mod}}$ tarkoitetaan tässä aikaväliä, jossa jatkuvalla moduloinnilla kukin vaihe kytketty kerran tasajännitepotentiaalista toiseen ja sieltä takaisin. Sekvenssillä puolestaan tarkoitetaan vektorien käyttöjärjestystä modulointijakson aikana. Kaksitasomoduloinnissa erot eri modulointimenetelmien välillä syntyvät siitä, miten nollavektoreita käytetään. [6] [4] Kuten esimerkiksi taulukosta 3.1 havaitaan, lisää nollavektorien käyttö yhteismuotoista jännitettä, joten nollavektorien käyttöä vähentämällä yhteismuotoinen jännite pienenee. Kolmitasomoduloinnissa erot eri modulointimenetelmien välillä syntyvät puolestaan siitä, kuinka nollavektoreita ja muita redundantteja vektoreita käytetään modulointijakson aikana.

Jatkuva vektorimodulointi kaksitasotopologialle

Ensimmäisenä modulointimenetelmänä käsitellään jatkuvaa vektorimodulointia kaksitasoisessa vaihtosuuntaajassa, josta käytetään yleisesti lyhennettä SVPWM. Siinä käytetään kumpaakin nollavektoria yhtä kauan yhden modulointijakson aikana [4]. Lisäksi käytetään kahta aktiivivektoria, jotka määräytyvät referenssijännitevektorin sektorin perusteella. Aktiivivektorien suhteelliset käyttöajat d_1 ja d_2 voidaan laskea yhtälöistä (3.18) ja (3.19) jakamalla ne modulointijakson pituudella T_{mod} . Nollavektorien suhteellisiksi käyttöajoiksi saadaan siten

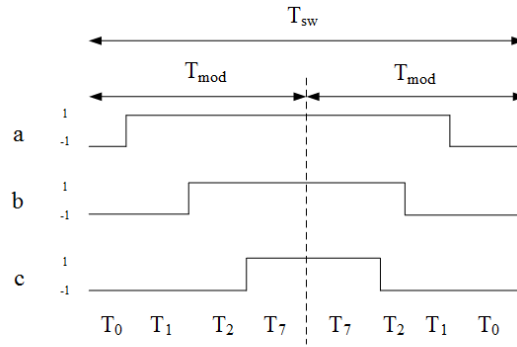
$$d_0 = d_7 = \frac{1 - d_1 - d_2}{2} \quad (3.25)$$

SVPWM-menetelmällä syntyvät jännitekäyrämuodot ovat jatkuvia ja kunkin sektorin sekvenssi alkaa ja päättyy aina samalla vektorilla, jolloin vältetään ylimäärisiltä kytkennöiltä. Jatkuvassa vektorimoduloinnissa käytetään tyypillisesti yhden modulointijakson aikana neljää eri vektoria, jolloin kytkentöjä tapahtuu yhteensä kolme. Jatkuvan moduloinnin sekvenssi kussakin sektorissa on esitetty taulukossa 3.4. Sektori voi myös vaihtua kytkentäjakson aikana, jolloin jälkimmäisen modulointijakson sekvenssi muuttuu uuden sektorin mukaiseksi. Modulointitavalla syntyvä periaatteellinen pulssikuvio sektorissa I kahden modulointijakson eli yhden kytkentäjakson

ajalta on esitetty kuvassa 3.9.

Taulukko 3.4: Työssä käytetty sekvenssi eri sektoreissa jatkuvalla vektorimoduloinnille.

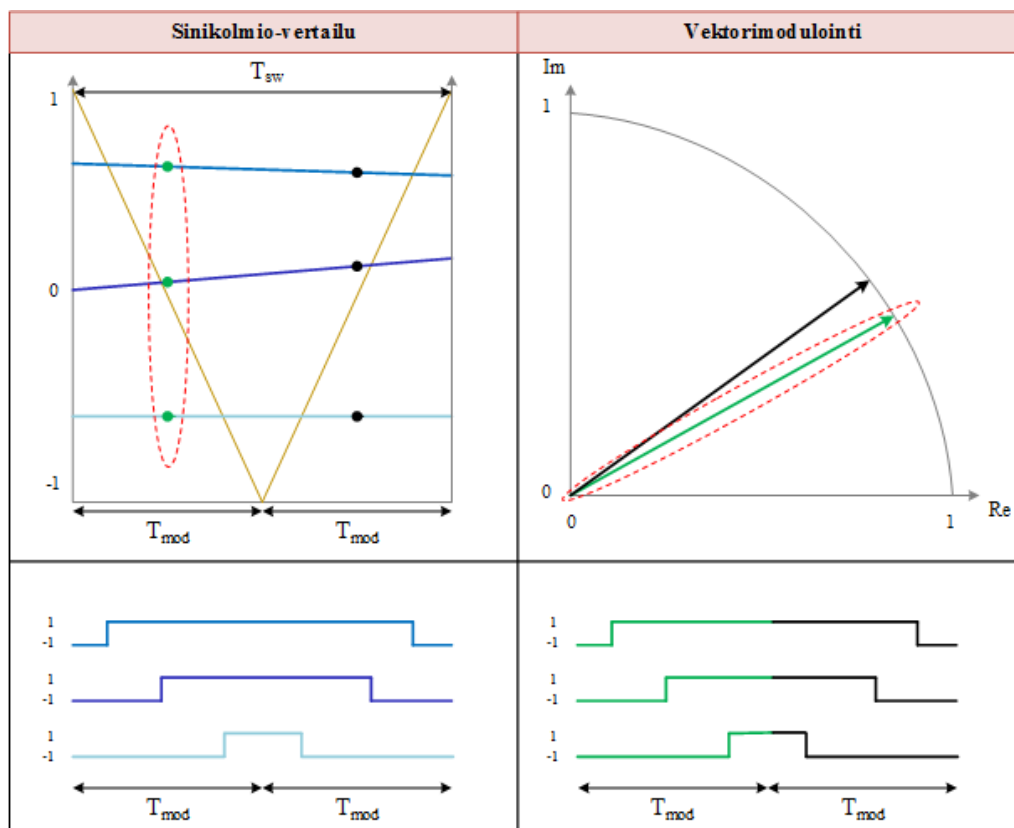
Sektori	Jännitevektorisekvenssit
	$\overleftarrow{\quad T_{\text{mod}} \quad} \overrightarrow{\quad T_{\text{mod}} \quad}$
I	$\mathbf{u}_0 - \mathbf{u}_1 - \mathbf{u}_2 - \mathbf{u}_7 \quad \mathbf{u}_7 - \mathbf{u}_2 - \mathbf{u}_1 - \mathbf{u}_0$
II	$\mathbf{u}_0 - \mathbf{u}_3 - \mathbf{u}_2 - \mathbf{u}_7 \quad \mathbf{u}_7 - \mathbf{u}_2 - \mathbf{u}_3 - \mathbf{u}_0$
III	$\mathbf{u}_0 - \mathbf{u}_3 - \mathbf{u}_4 - \mathbf{u}_7 \quad \mathbf{u}_7 - \mathbf{u}_4 - \mathbf{u}_3 - \mathbf{u}_0$
IV	$\mathbf{u}_0 - \mathbf{u}_5 - \mathbf{u}_4 - \mathbf{u}_7 \quad \mathbf{u}_7 - \mathbf{u}_4 - \mathbf{u}_5 - \mathbf{u}_0$
V	$\mathbf{u}_0 - \mathbf{u}_5 - \mathbf{u}_6 - \mathbf{u}_7 \quad \mathbf{u}_7 - \mathbf{u}_6 - \mathbf{u}_5 - \mathbf{u}_0$
VI	$\mathbf{u}_0 - \mathbf{u}_1 - \mathbf{u}_6 - \mathbf{u}_7 \quad \mathbf{u}_7 - \mathbf{u}_6 - \mathbf{u}_1 - \mathbf{u}_0$



Kuva 3.9: Pulssikuvion muodostuminen jatkuvassa vektorimoduloinnissa sektorissa I. Ohjevektorista otetaan uusi näyte kerran modulointijakson aikana, jolloin vektorien käyttöajat muuttuvat hieman modulointijaksojen välillä. Käytettävät vektorit eivät kuitenkaan vaihdu ellei ohjevektori siirry toiseen sektoriin.

Kuten aiemmin todettiin, vektorimoduloinnissa jännitteen keskiarvoistaminen toteutetaan hieman eri tavalla, mutta muuten se on analoginen sinikolmio-vertailun kanssa. Kuvassa 3.10 on esitetty näiden kahden modulointimenetelmän identtisyys. Kuvassa vasemmalla ylhäällä on esitetty keltaisella kolmionmuotoinen kantaalto yhden kytkentäjakson ajalta sekä sinisen eri sävyillä vaihekohtaiset modulointisignaalit samalta ajanjaksolta. Modulointisignaalit ovat tässä yhtälön (3.9) mukaisia. Sen alapuolelle on piirretty sinikolmiovertailu perusteella syntyvä pulssikuvio. Vasempaan yläkuvaan on merkitty kaksi näytteenottopistettä, ensimmäisen modulointijakson keskeltä vihreällä ja toisen modulointijakson keskeltä mustalla. Näitä vastaavat avaruusvektorit on esitetty vastaavilla väreillä oikealla ylhäällä olevassa kuvassa. Kuvasta nähdään, että ollaan sektorissa I, jolloin käytettävät vektorit ovat \underline{u}_1 , \underline{u}_2 sekä nollavektorit. Ensimmäisen näytteen perusteella muodostetusta ohjevektorista lasketaan vektorien käyttöajat ensimmäiselle modulointijaksolle ja toisen ohjevektorin

perusteella käyttöajat jälkimmäiselle modulointijaksolle. Referenssijännitevektorien alapuolella on esitetty yhtälöiden (3.18), (3.19) ja (3.13) avulla lasketut vektorien käyttöajat ja niiden perusteella muodostettu edellä esitetyn jatkuvan vektorimoduloinnin sekvenssin mukainen pulssikuvio. Huomataan, että pulssikuvio on samanlainen kuin sinikolmiomenetelmällä muodostettu, joten nämä menetelmät ovat keskenään analogisia.



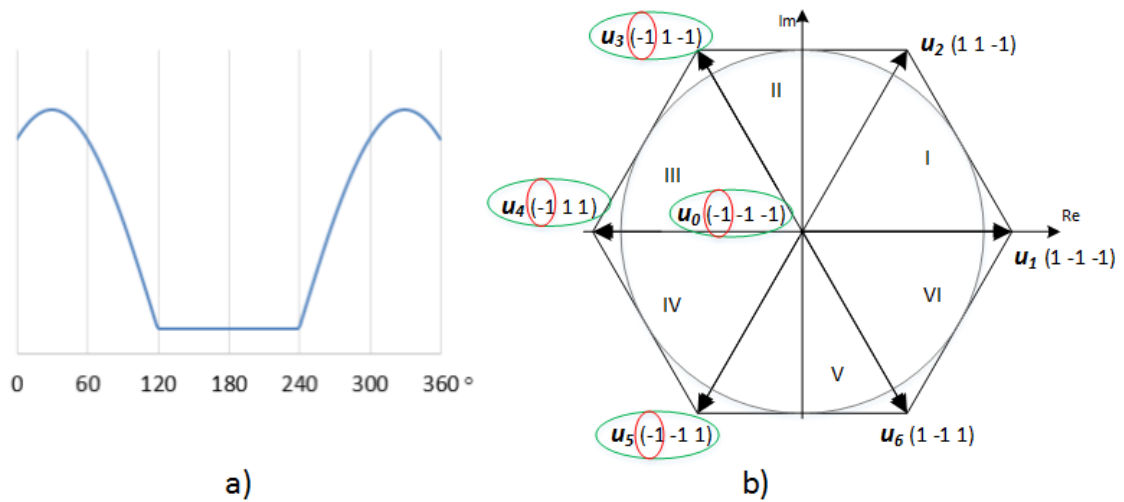
Kuva 3.10: Sinikolmio-vertailun ja vektorimoduloinnin analogisuus. Vasemmalla on esitetty sinikolmio-vertailu ja sen perusteella muodostettu pulssikuvio. Oikealla on puolestaan esitetty modulointijaksojen keskeltä modulointisignaaleista otetuista näytteistä muodostetut avaruusvektorit, jotka toimivat referenssijännitevektoreina, sekä niiden perusteella saatu pulssikuvio, kun on käytetty jatkuvan vektorimoduloinnin sekvenssiä. Pulssikuvioista havaitaan, että sinikolmio-vertailu ja vektorimodulointi ovat keskenään analogisia.

Epäjatkua vektorimodulointi kaksitasotopologialle

Epäjatkuvia vektorimodulointimenetelmiä on olemassa useita ja niistä tarkemmin käsitellään tässä kahta. Yhteistä kaikille epäjatkuville menetelmille on se, että modulointijakson aikana käytetään ainoastaan yhtä nollavektoria, jolloin nollavektori jatkuvan moduloinnin sekvenssin alusta tai lopusta poistetaan kokonaan. Tästä seuraa, että kukin vaihe ohjautuu aina tietyksi aikaa toiseen tasajännitevektoriin. Epäjatkuvissa menetelmissä tarvittavien kytkentöjen määrä modulointijakson aikana pienenee teoriassa kolmasosalla eli kolmesta kahteen. [4] Tällä on jo merkittävä

vaikutus puolijohdekomponenteissa syntyvien häviöiden määrään, mitä käsiteltiin aiemmin luvussa 2.1. Epäjatkuvia modulointimenetelmiä käytetäänkin tavallisesti juuri siksi, että saavutetaan pienempi kytkentähäviöteho.

120° epäjatkuissa vektorimodulointimenetelmissä kukin vaihe ohjataan vuorollaan joko ylempään tai alempaan tasajännitepotentiaaliin perusjakson kolmanneksen ajaksi. Menetelmässä käytetään pelkästään toista nollavektoreista, joko vektoria \mathbf{u}_7 tai vektoria \mathbf{u}_0 . Ensimmäistä menetelmää kutsutaan tavallisesti lyhenteellä ja jälkimmäistä lyhenteellä DPWMMIN. DPWMMIN-menetelmän a-vaiheen modulointisignaali ja sitä vastaava totetutus vektoreilla sektoreissa III ja IV on esitetty kuvassa 3.11.



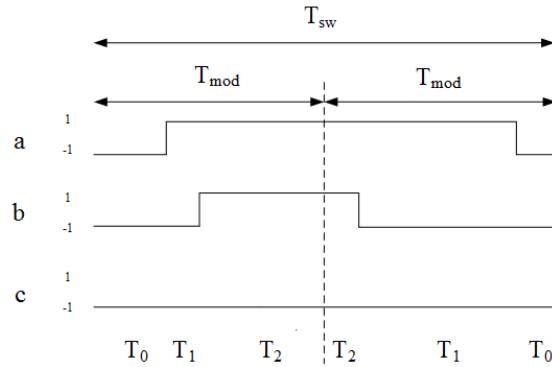
Kuva 3.11: Epäjatkuva modulointi DPWMMIN-menetelmällä, a) a-vaiheen modulointisignaali, b) menetelmässä käytettävät vektorit. Sektoreissa III ja IV eli välillä 120°–240° a-vaihe on koko ajan kytketty negatiiviseen tasajännitepotentiaaliin.

Kuten nähdään, näissä sektoreissa käytetään ainoastaan sellaisia vektoreita, joissa a-vaiheen kytkentätila on -1, jolloin a-vaihe on koko tämän ajan ohjattu negatiiviseen tasajännitepotentiaaliin. Tämän modulointitavan varjopuolena on kytkinten rasittuminen epätasaisesti, koska vaiheen ollessa ohjattuna 120° ajaksi jompaan kumpaan tasajännitepotentiaaliin, toinen vaiheen kytkimistä on koko ajan johtavassa tilassa toisen kytkimen ollessa pois päältä. Lisäksi tällä modulointitavalla syntyvään pääjännitteen pulssikuvioon tulee epäsymmetriaa, mikä lisää yliaaltoja. [4]

Sekä DPWMMAX että DPWMMIN-menetelmällä syntyvän yhteismuotoisen jännitteen käyrämuoto ja amplitudi vastaavat toisiaan, joten tämän työn kannalta on mielekästä tarkastella näistä ainoastaan toista. Siten tästä eteenpäin käsitellään ainoastaan DPWMMIN-menetelmää. Työssä käytetty sekvenssi tälle modulointimenetelmälle on esitetty taulukossa 3.5. Aktiivivektorien käyttöajat saadaan samalla tavalla kuin SVPWM-menetelmässä ja nollavektorin \mathbf{u}_0 käyttöaika on nyt kaksinkertainen yhtälöllä (3.25) laskettuun verrattuna, koska vektoria \mathbf{u}_7 ei käytetä ollenkaan. Modulointitavalla syntyvä pulssikuvio sektorissa I on esitetty kuvassa 3.12.

Taulukko 3.5: Työssä käytetty sekvenssi eri sektoreissa epäjatkuvalle DPWMMIN-moduloinnille.

Sektori	Jännitevektorisekvenssit $\longleftarrow T_{\text{mod}} \longrightarrow \longleftarrow T_{\text{mod}} \longrightarrow$
I	$\mathbf{u}_0 - \mathbf{u}_1 - \mathbf{u}_2 \quad \mathbf{u}_2 - \mathbf{u}_1 - \mathbf{u}_0$
II	$\mathbf{u}_0 - \mathbf{u}_3 - \mathbf{u}_2 \quad \mathbf{u}_2 - \mathbf{u}_3 - \mathbf{u}_0$
III	$\mathbf{u}_0 - \mathbf{u}_3 - \mathbf{u}_4 \quad \mathbf{u}_4 - \mathbf{u}_3 - \mathbf{u}_0$
IV	$\mathbf{u}_0 - \mathbf{u}_5 - \mathbf{u}_4 \quad \mathbf{u}_4 - \mathbf{u}_5 - \mathbf{u}_0$
V	$\mathbf{u}_0 - \mathbf{u}_5 - \mathbf{u}_6 \quad \mathbf{u}_6 - \mathbf{u}_5 - \mathbf{u}_0$
VI	$\mathbf{u}_0 - \mathbf{u}_1 - \mathbf{u}_6 \quad \mathbf{u}_6 - \mathbf{u}_1 - \mathbf{u}_0$

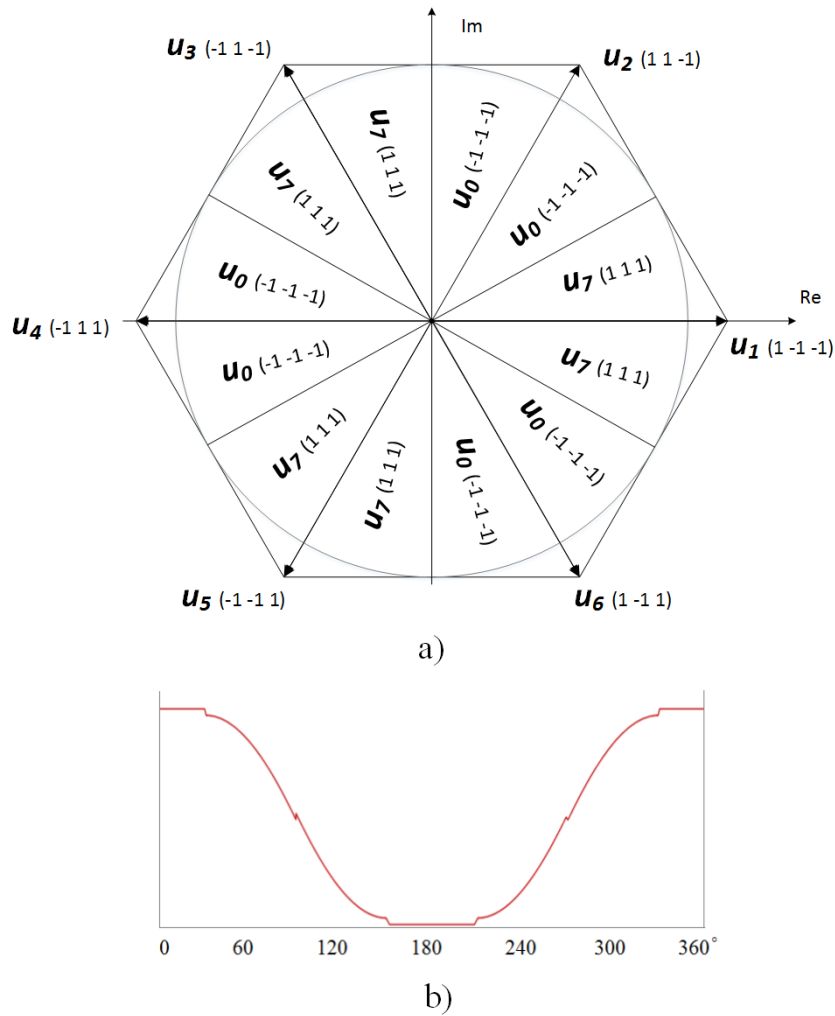


Kuva 3.12: Pulssikuvion muodostuminen DPWMMIN-menetelmällä sektorissa I. Kuvasta nähdään, että tässä sektorissa vaihe c on koko ajan kytkeytyneenä negatiiviseen tasajännitepotentiaaliin, jolloin modulointijakson aikana tapahtuu yksi kytkimenkääntö vähemmän kuin jatkuvalla moduloinnilla.

Kuten todettu, edellä esitetyn DPWMMIN-menetelmän haittapuolena on kytkinten epätasainen rasittuminen. Tämä ongelma voidaan kiertää käyttämällä modulointimenetelmässä molempia nollavektoreita, mutta kuitenkin yhden modulointijakson aikana ainoastaan toista näistä. Eräs tällainen menetelmä on 60° epäjatkuva vektorimodulointi, jossa kukin vaihe ohjataan vuorotellen ylempään ja alempaan tasajännitekiskoon perusjakson kuudenneksen ajaksi. Kytkinrasitusten tasoittumisen lisäksi tämän modulointitavan etuna DPWMMIN- ja DPWMMAX-menetelmiin verrattuna on, että syntyvä pääjännitteen pulssikuvio on symmetrinen. Menetelmä voidaan toteuttaa neljällä eri tavalla, jotka eroavat toisistaan siinä miten nollavektorien käyttö on jaettu eri sektorien kesken. [4] Menetelmistä käytetään yleisesti lyhenteitä DPWM0, DPWM1, DPWM2 ja DPWM3. Menetelmävalinta vaikuttaa tehopuolijohteiden häviöjakaumaan ja vaikutuksen suuruus riippuu vaihtosuuntaajan toimintapisteestä. Koska kaikkien periaate on kuitenkin sama, riittää että tarkastelemme tässä työssä niistä ainoastaan yhtä [20]. Siten toisena epäjatkovana modulointimenetelmänä tässä työssä käsitellään tarkemmin DPWM1-menetelmää, joka

soveltuu parhaiten resistiiviselle kuormalle eli tilanteeseen, jossa suuntaajan lähdön tehokerroin on mahdollisimman lähellä arvoa 1 [4].

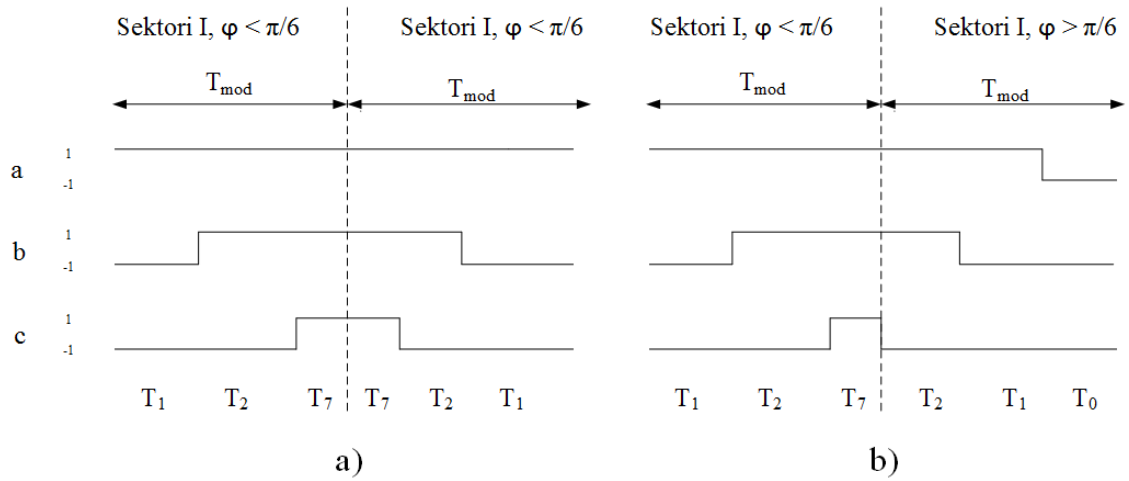
Nollavektorien käyttöä eri sektoreissa DPWM1-menetelmässä on havainnollistettu kuvassa 3.13a), ja kuvassa b) on esitetty menetelmän a-vaiheen modulointisignaali, josta nähdään kuinka vaihe ohjataan vuorotellen ylempään ja alempaan tasajännitepotentiaaliin. Työssä käytetty sekvenssi on puolestaan esitetty taulukossa 3.6. Vektorien käyttöajat modulointijakson aikana ovat vastaavat kuin DPWMMIN-menetelmällä. Modulointitavalla syntyvä pulssikuvio sektorin I ensimmäisessä puolikkaassa on esitetty kuvassa 3.14a). Kuvassa 3.14b) on puolestaan esitetty erikoistapaus, jossa referenssijännitevektori vaihtaa kytkentäjakson aikana sektorin puolikkaasta toiseen. Taulukosta 3.6 ja kuvasta 3.14b) voidaan havaita, että tämä vaihto, tapahtui se sitten kesken kytkentäjakson tai ei, vaatii ylimääräisen kytkennän, joten kytkentöjen määrä ei todellisuudessa pienene ihan kolmanneksella verrattuna jatkuvaan modulointiin.



Kuva 3.13: a) Nollavektorien käytön jakautuminen eri sektorien kesken DPWM1-modulointimenetelmässä b) a-vaiheen modulointisignaali.

Taulukko 3.6: Työssä käytetty sekvenssi eri sektoreissa epäjatkuvalle DPWM1-modulointimenetelmälle.

Sektori	Jännitevektorisekvenssit $\longleftarrow T_{\text{mod}} \longrightarrow \longleftarrow T_{\text{mod}} \longrightarrow$
I, $\varphi_{\text{sec}} \leq \frac{\pi}{6}$	$u_1 - u_2 - u_7$ $u_7 - u_2 - u_1$
I, $\varphi_{\text{sec}} > \frac{\pi}{6}$	$u_0 - u_1 - u_2$ $u_2 - u_1 - u_0$
II, $\varphi_{\text{sec}} \leq \frac{\pi}{6}$	$u_0 - u_3 - u_2$ $u_2 - u_3 - u_0$
II, $\varphi_{\text{sec}} > \frac{\pi}{6}$	$u_3 - u_2 - u_7$ $u_7 - u_2 - u_3$
III, $\varphi_{\text{sec}} \leq \frac{\pi}{6}$	$u_3 - u_4 - u_7$ $u_7 - u_4 - u_3$
III, $\varphi_{\text{sec}} > \frac{\pi}{6}$	$u_0 - u_3 - u_4$ $u_4 - u_3 - u_0$
IV, $\varphi_{\text{sec}} \leq \frac{\pi}{6}$	$u_0 - u_5 - u_4$ $u_4 - u_5 - u_0$
IV, $\varphi_{\text{sec}} > \frac{\pi}{6}$	$u_5 - u_4 - u_7$ $u_7 - u_4 - u_5$
V, $\varphi_{\text{sec}} \leq \frac{\pi}{6}$	$u_5 - u_6 - u_7$ $u_7 - u_6 - u_5$
V, $\varphi_{\text{sec}} > \frac{\pi}{6}$	$u_0 - u_5 - u_6$ $u_6 - u_5 - u_0$
V, $\varphi_{\text{sec}} \leq \frac{\pi}{6}$	$u_0 - u_1 - u_6$ $u_6 - u_1 - u_0$
V, $\varphi_{\text{sec}} > \frac{\pi}{6}$	$u_1 - u_6 - u_7$ $u_7 - u_6 - u_1$



Kuva 3.14: Pulssikuvion muodostuminen DPWM1-menetelmällä. Kuvassa a) pulssikuvio sektorissa I, kun $\varphi_{\text{sec}} \leq \frac{\pi}{6}$ ja kuvassa b) erikoistapaus, jossa puolisektori vaihtuu modulointijaksojen välissä.

Jatkuva vektorimodulointi kolmitasotopologialle

Jatkuvassa kolmitasomoduloinnissa tarvitaan vähintään kolme eri vektoria modulointijakson aikana. Lisäksi sekvenssin ensimmäisen ja viimeisen vektorin tulee olla keskenään redundantteja. [4] Tämä vastaa täysin jatkuvaa kaksitasomodulointia, jossa sekvenssin ensimmäinen ja viimeinen vektori ovat redundantteja nollavektoreita ja niiden välissä on kaksi aktiivivektoria. Kolmitasomoduloinnissa molempien redundanttien vektorien käytöllä yhden modulointijakson aikana on suurempi rooli, koska niiden avulla on mahdollista huolehtia välipiirikondensaattorien jännitetasapainosta ohjelmallisesti. Tällöin kondensaattorien jännitteisiin on mahdollista vaikuttaa muuttamalla redundanttien vektorien käyttöaikaa suhteessa toisiinsa. [11] Jatkuvan kolmitasomoduloinnin sekvenssi sektoreissa I ja II on esitetty taulukossa 3.7. Muille parittomille sektoreille sekvenssi on vastaava kuin sektorissa I ja muiden parillisten sektorien sekvenssi puolestaan vastaa sektorin II sekvenssiä. Taulukosta nähdään, että modulointijakson aikana tapahtuu kolme kytkentää, kuten jatkuvassa kaksitasoisessa vektorimoduloinnissakin. Kolmitasomoduloinnissa vaihto pääsektorista, alasektorista tai alasektorin puolikkaasta toiseen saattaa kuitenkin aiheuttaa ylimääräisen kytkennän.

Taulukko 3.7: Työssä käytetty sekvenssi jatkuvalla kolmitasomoduloinnille sektoreissa I ja II. Muiden parittomien sektorien sekvenssi vastaa sektorin I sekvenssiä ja muiden parillisten sektorien sekvenssi puolestaan sektorin II sekvenssiä.

Pääsektori	Alasektori	Jännitevektorisekvenssit $\leftarrow T_{\text{mod}} \rightarrow \leftarrow T_{\text{mod}} \rightarrow$	
I	1, $\varphi_{\text{sec}} \leq \frac{\pi}{6}$	$\mathbf{u}_{11} - \mathbf{u}_{00} - \mathbf{u}_{20} - \mathbf{u}_{10}$	$\mathbf{u}_{10} - \mathbf{u}_{20} - \mathbf{u}_{00} - \mathbf{u}_{11}$
	1, $\varphi_{\text{sec}} > \frac{\pi}{6}$	$\mathbf{u}_{21} - \mathbf{u}_{11} - \mathbf{u}_{00} - \mathbf{u}_{20}$	$\mathbf{u}_{20} - \mathbf{u}_{00} - \mathbf{u}_{11} - \mathbf{u}_{21}$
	2	$\mathbf{u}_{11} - \mathbf{u}_{12} - \mathbf{u}_1 - \mathbf{u}_{10}$	$\mathbf{u}_{10} - \mathbf{u}_1 - \mathbf{u}_{12} - \mathbf{u}_{11}$
	3, $\varphi_{\text{sec}} \leq \frac{\pi}{6}$	$\mathbf{u}_{11} - \mathbf{u}_{12} - \mathbf{u}_{20} - \mathbf{u}_{10}$	$\mathbf{u}_{10} - \mathbf{u}_{20} - \mathbf{u}_{12} - \mathbf{u}_{11}$
	3, $\varphi_{\text{sec}} > \frac{\pi}{6}$	$\mathbf{u}_{21} - \mathbf{u}_{11} - \mathbf{u}_{12} - \mathbf{u}_{20}$	$\mathbf{u}_{20} - \mathbf{u}_{12} - \mathbf{u}_{11} - \mathbf{u}_{21}$
	4	$\mathbf{u}_{21} - \mathbf{u}_2 - \mathbf{u}_{12} - \mathbf{u}_{20}$	$\mathbf{u}_{20} - \mathbf{u}_{12} - \mathbf{u}_2 - \mathbf{u}_{21}$
II	1, $\varphi_{\text{sec}} \leq \frac{\pi}{6}$	$\mathbf{u}_{21} - \mathbf{u}_{31} - \mathbf{u}_{00} - \mathbf{u}_{20}$	$\mathbf{u}_{20} - \mathbf{u}_{00} - \mathbf{u}_{31} - \mathbf{u}_{21}$
	1, $\varphi_{\text{sec}} > \frac{\pi}{6}$	$\mathbf{u}_{31} - \mathbf{u}_{00} - \mathbf{u}_{20} - \mathbf{u}_{30}$	$\mathbf{u}_{30} - \mathbf{u}_{20} - \mathbf{u}_{00} - \mathbf{u}_{31}$
	2	$\mathbf{u}_{21} - \mathbf{u}_2 - \mathbf{u}_{23} - \mathbf{u}_{20}$	$\mathbf{u}_{20} - \mathbf{u}_{23} - \mathbf{u}_2 - \mathbf{u}_{21}$
	3, $\varphi_{\text{sec}} \leq \frac{\pi}{6}$	$\mathbf{u}_{21} - \mathbf{u}_{31} - \mathbf{u}_{23} - \mathbf{u}_{20}$	$\mathbf{u}_{20} - \mathbf{u}_{23} - \mathbf{u}_{31} - \mathbf{u}_{21}$
	3, $\varphi_{\text{sec}} > \frac{\pi}{6}$	$\mathbf{u}_{31} - \mathbf{u}_{23} - \mathbf{u}_{20} - \mathbf{u}_{30}$	$\mathbf{u}_{30} - \mathbf{u}_{20} - \mathbf{u}_{23} - \mathbf{u}_{31}$
	4	$\mathbf{u}_{31} - \mathbf{u}_{23} - \mathbf{u}_3 - \mathbf{u}_{30}$	$\mathbf{u}_{30} - \mathbf{u}_3 - \mathbf{u}_{23} - \mathbf{u}_{31}$

Epäjatkuva vektorimodulointi kolmitasotopologialle

Myös kolmitasoiselle vaihtosuuntaajalle on mahdollista käyttää epäjatkuvia modulointimenetelmiä. Epäjatkuissa modulointimenetelmissä vain toista redundanteista puolivektoreista käytetään yhden modulointijakson aikana eli käytännössä edellä esitetystä jatkuvan moduloinnin sekvenssistä poistetaan joko ensimmäinen tai viimeinen vektori [4]. Kuten vastaavassa kaksitasoisessa modulointimenetelmässä, myös tässä vaiheet ohjataan vuorotellen johonkin tasajännitepotentiaaliin osaksi perusjakson ajasta [21].

Epäjatkuvalle modulointimenetelmällä saavutetaan sama etu kuin vastaavalla kaksitasoisella menetelmällä eli kytkentöjen määrä vähenee teoriassa kolmanneksella [21]. Kolmitasoisella topologialla epäjatkuva vektorimodulointi ei kuitenkaan ole ongelmaton vaihtoehto, koska se aiheuttaa välipiirikondensaattorien epäsymmetrisen kuormittumisen. Kun modulointijakson aikana käytetään vain toista redundanteista vektoreista, ei jännitetasapainon säädöstä voida huolehtia yksinkertaisesti vektorien suhteellisia kestoajkoja muuttamalla kuten jatkuvassa vektorimoduloinnissa. Siten epäjatkuvaa menetelmää käytettäessä jännitetasapainosta täytyy huolehtia jotenkin muuten. Tähän on yleisesti käytössä kolme tapaa: referenssijännitteeseen lisätään nollakomponentti kondensaattorijännitteiden erotuksen perusteella, jännitevektorin kestoja muutetaan kondensaattorijännitteiden erotuksen perusteella tai huolehditaan jännitetasapainon säilymisestä tasasuuntaajien avulla. Näistä kaksi ensimmäistä tapaa lisäävät kuitenkin kytkentähäviöitä. Kolmas sen sijaan lisää komponenttien määrää ja siten myös häviöitä ja suuntaajan kustannuksia. [19] Edellä mainituista syistä johtuen ei epäjatkuvaa vektorimodulointia kolmitasoiselle vaihtosuuntaajalle oteta tässä työssä tarkempaan tarkasteluun.

3.3 Modulointimenetelmien vertailu

Edellä esiteltiin muutamia modulointimenetelmiä sekä kaksi- että kolmitasoiselle vaihtosuuntaajatopologialle. Seuraavaksi tutkitaan kuinka nämä menetelmät käyttäytyvät aika- ja taajuustasossa sekä millainen vaikutus modulointimenetelmillä on kytkinkomponenttien tehohäviöihin.

3.3.1 Modulointimenetelmien vertailu kaksitasoiselle topologialle

Taulukkoon 3.1 oli kirjattu eri kytkentätilojen aiheuttamat yhteismuotoiset jännitteet kaksitasoisessa vaihtosuuntaajassa. Sen avulla voidaan piirtää eri modulointitapojen yhteismuotoiselle jännitteelle käyrämuoto, jossa on otettu huomioon jokainen kytkentä erikseen. Toinen mahdollinen tapa kuvata yhteismuotoista jännitettä on esittää se ajan funktiona, jossa yhteismuotoinen jännite on keskiarvoistettu yhden modulointijakson ajalta. Sinikolmio-vertailussa yhteismuotoinen jännite saadaan suoraan vaihekohtaisten modulointisignaalien, yhtälö (3.3), nollakomponentista $c(t)$, joka tässä työssä on siis kuudesosa kolmatta yliaaltoa. Koska vektorimodulointi eroaa sinikolmiovertailusta vain tavalla laskea eri kytkentätilojen kestot, on myös eri vektorimodulointimenetelmät mahdollista esittää yhtälön (3.3) mukaisten vaihekohtaisten ohjesignaalien avulla, joissa eri vektorimodulointimenetelmät eroavat toisistaan vain

lisättävän nollakomponentin osalta. Tämä nollakomponentti eri vektorimodulointimenetelmille voidaan laskea yhteismuotoisen jännitteen yhtälöstä (2.4), kun ensin lasketaan vaihejännitteiden yhtälöt modulointitavan pulssikuvion sekä vektorien käyttöaikojen perusteella. Esimerkiksi jatkuvassa vektorimoduloinnissa a-vaiheen jännite sektorissa I voidaan laskea kuvan 3.9 avulla, kun vaiheen hetkellinen kytkentätila otetaan huomioon sitä vastaavan vektorin käyttöajan etumerkissä

$$u_a = \frac{U_{dc}}{T_{mod}}(-T_0 + T_1 + T_2 + T_7) = \frac{U_{dc}}{T_{mod}}(T_1 + T_2) \quad (3.26)$$

sillä nyt $T_0 = T_7$. Sijoittamalla yhtälöön aktiivivektorien käyttöajat yhtälöistä (3.18) ja (3.19) saadaan vaihejännitteelle yhtälö

$$\begin{aligned} u_a &= \frac{\sqrt{3}}{2} U_{dc} m \cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) \\ &= \frac{U_{dc}}{2} m \cos \omega t + \frac{U_{dc}}{2} m \cos(\frac{\pi}{3} - \omega t) \end{aligned} \quad (3.27)$$

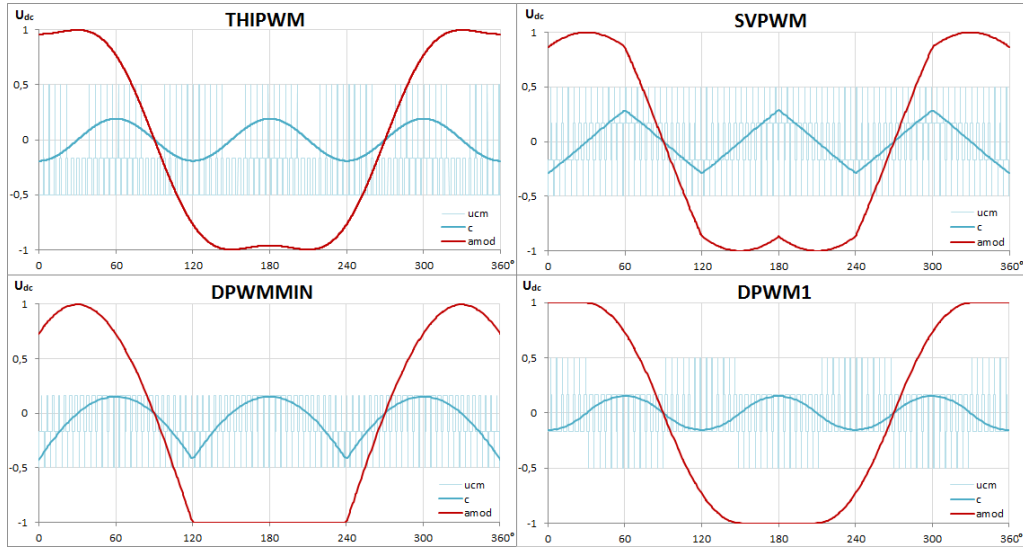
missä lausekkeen ensimmäinen termi vastaa modulointisignaalin perusosaa ja jälkimmäinen termi nollakomponenttia. Vastaavalla tavalla voidaan johtaa yhtälöt myös muille vaiheille. Myös epäjatkuvilla modulointimenetelmillä yhtälöt muodostetaan vastaavalla tavalla. Tällöin nollavektorit eivät tosin kumoudu pois yhtälöstä (3.26), mutta lausekkeet saadaan ratkaistua kun muistetaan, että vektorien käyttöaikojen summa on modulointijakson pituus.

Edellä esitetyllä tavalla lasketut yhtälöt ovat kuitenkin voimassa ainoastaan siinä sektorissa tai puolisektorissa, jossa yhtälöt on laskettu, jolloin jokaiselle sektorille ja vaiheelle yhtälöt täytyy muodostaa erikseen. Viitteessä [6] on esitetty, kuinka nollakomponentti voidaan kirjoittaa siten, että vaihekohtaiset modulointisignaalit ovat voimassa jokaisessa sektorissa, jolloin yhteismuotoinen jännite saadaan helposti termistä $c(t)$. Tätä hyödyntäen taulukkoon 3.8 on listattu modulointijakson ajalta keskiarvoistetun yhteismuotoisen jännitteen yhtälöt ajan funktiona kaikilla tässä työssä käsiteltävillä modulointitavoilla kaksitasovaihtosuuntaajalle.

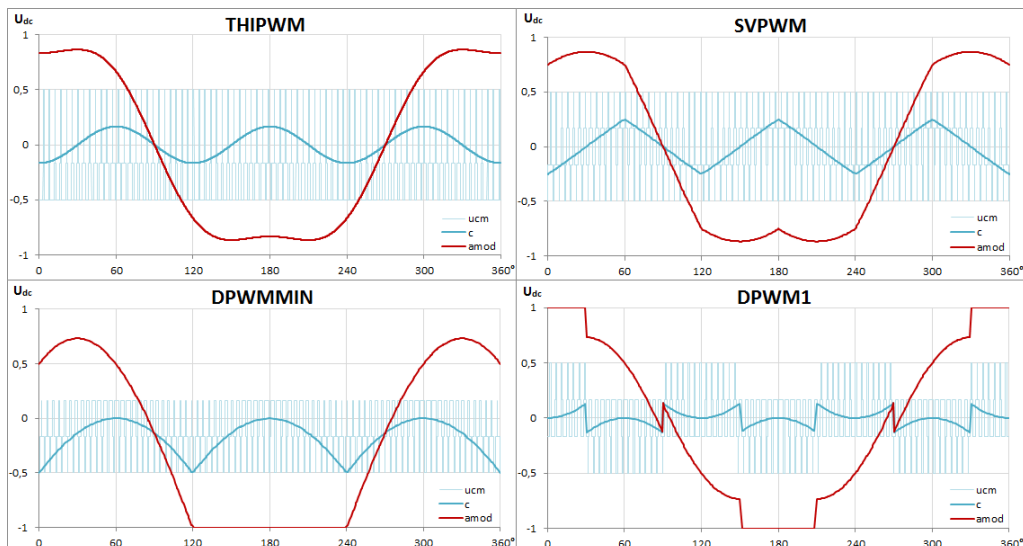
Taulukko 3.8: Yhteismuotoinen jännite eri modulointitavoilla kaksitasovaihtosuuntaajassa. Merkintä u_{max}^* tarkoittaa sitä yhtälöryhmän (3.1) signaalia, jonka hetkellisarvo on suurin, ja merkintä u_{min}^* vastaavasti saman yhtälöryhmän signaalia, jonka hetkellisarvo on pienin.

Modulointitapa	Yhteismuotoinen jännite $c(t)$
THIPWM	$-\frac{1}{6} \cos(3\omega t)$
SVPWM	$-\frac{u_{max}^* + u_{min}^*}{2}$
DPWMMIN	$-1 - u_{min}^*$
DPWM1	$\begin{cases} 1 - u_{max}^* , & u_{max}^* \geq u_{min}^* \\ -1 - u_{min}^* , & u_{max}^* < u_{min}^* \end{cases}$

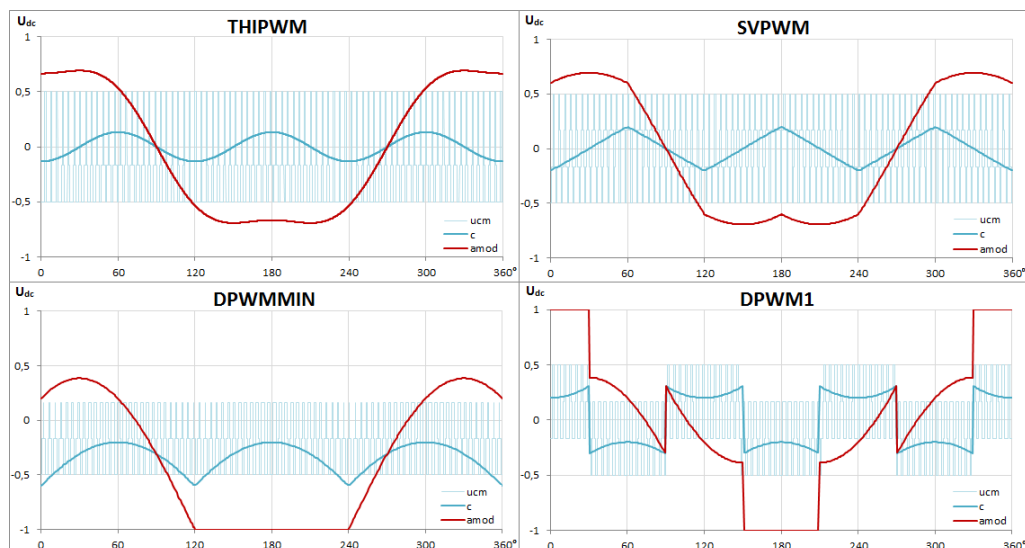
Työssä vertailtiin neljää modulointimenetelmää kaksitasoiselle vaihtosuuntaajalle, jotka ovat THIPWM, SVPWM, DPWMMIN sekä DPWM1. Modulointitaajuus on kaikissa sama 4 kHz. Kuvissa 3.15–3.18 on esitetty modulointitapojen tuottamat yhteismuotoiset jännitteet sekä a-vaiheen analoginen modulointisignaali perusjaksos kulman funktiona neljällä eri modulointi-indeksin arvolla, $m = 1, 1530$, $m = 1$, $m = 0,8$ ja $m = 0,2$. Modulointimenetelmien analysointi tehtiin Excel-ohjelmalla ja sen toteutus on esitetty liitteessä A. Kuvissa yhteismuotoinen jännite on esitetty kahdella tavalla, sekä modulointijakson ajalta keskiarvoistettuna jännitteenä $c(t)$ että yksittäisten kytkentätilojen aiheuttamana jännitteenä u_{cm} .



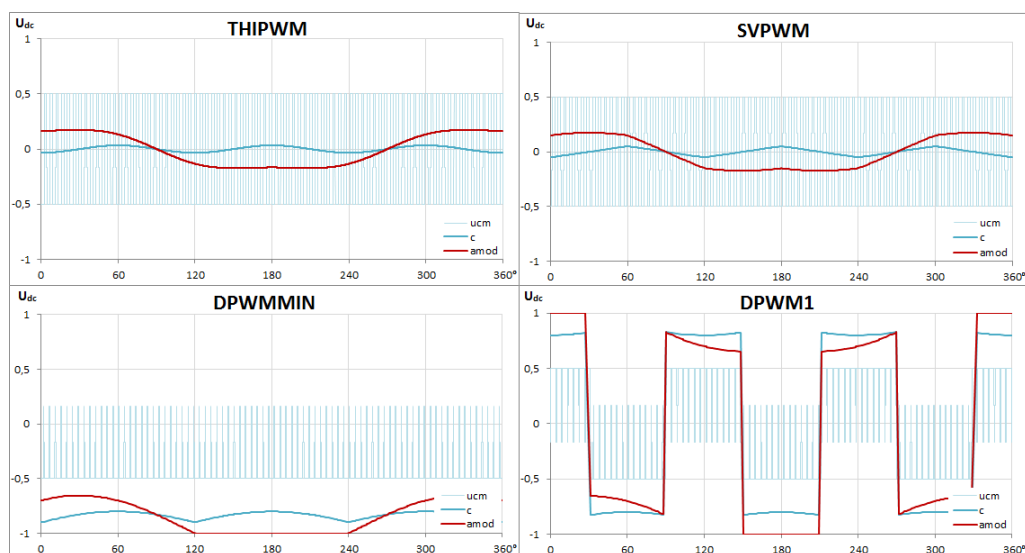
Kuva 3.15: Yhteismuotoiset jännitteet ja a-vaiheen modulointisignaalit tarkastelluilla kaksitasomodulointimenetelmillä, kun modulointi-indeksi on 1,1530.



Kuva 3.16: Yhteismuotoiset jännitteet ja a-vaiheen modulointisignaalit tarkastelluilla kaksitasomodulointimenetelmillä, kun modulointi-indeksi on 1.



Kuva 3.17: Yhteismuotoiset jännitteet ja a-vaiheen modulointisignaalit tarkastelluilla kaksitasomodulointimenetelmillä, kun modulointi-indeksi on 0,8.



Kuva 3.18: Yhteismuotoiset jännitteet ja a-vaiheen modulointisignaalit tarkastelluilla kaksitasomodulointimenetelmillä, kun modulointi-indeksi on 0,2.

Kuvista nähdään, että modulointi-indeksillä on suuri vaikutus eri menetelmien käyttäytymiseen. THIPWM ja SVPWM -menetelmät tuottavat jatkuvan ja siten helpommin suodatettavissa olevan yhteismuotoisen jännitteen koko lineaarisella toiminta-alueella, kun taas DPWM1-menetelmässä epäjatkuvuuskohdat korostuvat modulointi-indeksin pienentyessä. Kytkinten epätasainen rasittuminen DPWMMIN-menetelmässä näkyy kuvissa puolestaan selvästi, mikä korostuu entisestään pienillä modulointi-indeksien arvoilla.

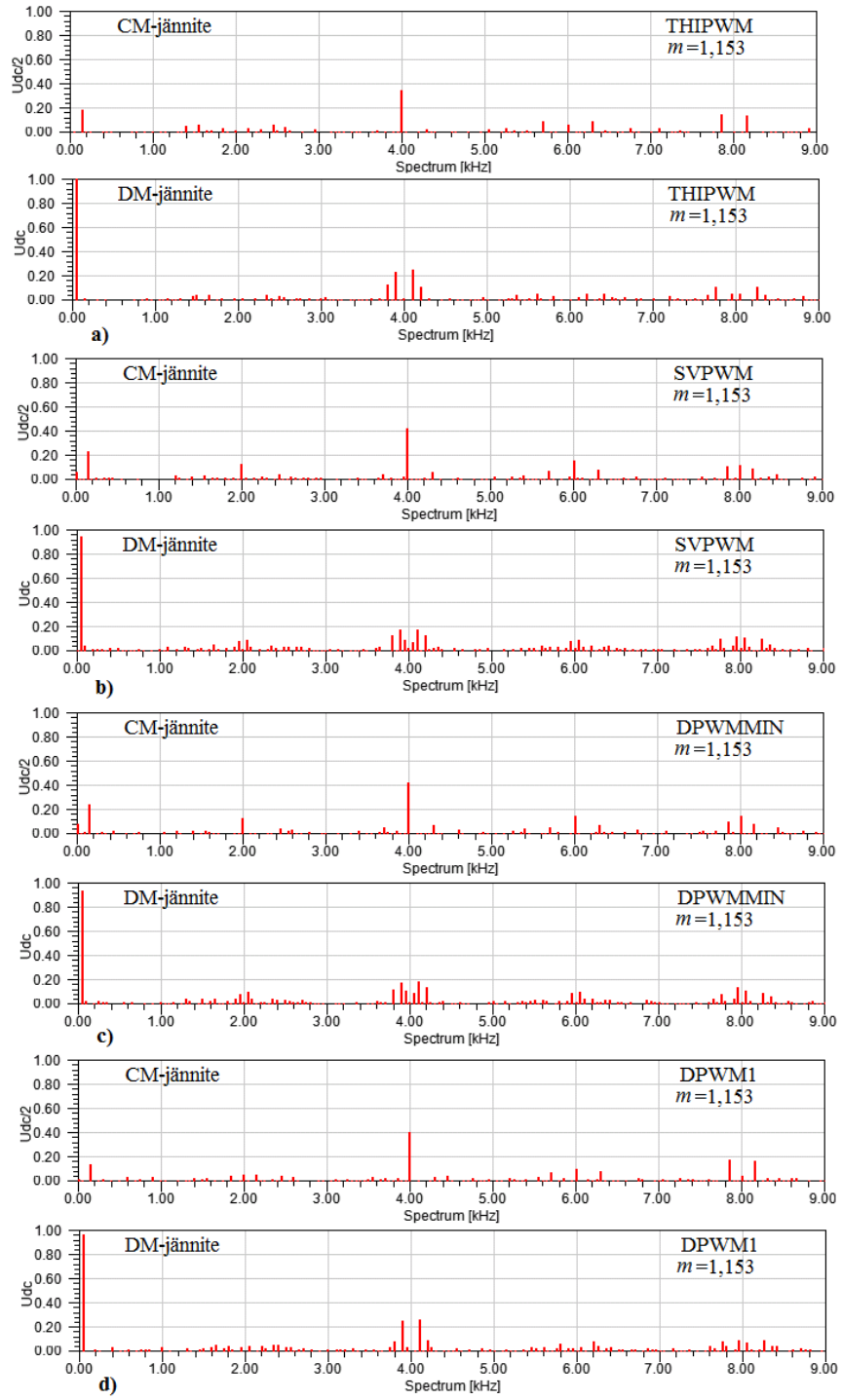
Yhteismuotoisen jännitteen lisäksi haluttiin tutkia eri modulointimenetelmien käyttäytymistä taajuustasossa. Kuvissa 3.19-3.22 on esitetty tarkasteltujen modu-

lointimenetelmien spektrit sekä CM- että DM-jännitteelle eri modulointi-indeksien arvoilla. Havainnollisuuden vuoksi CM-jännite on esitetty suhteessa tasajännitteen puolikkaaseen ja DM-jännite suhteessa U_{dc} -arvoon. Tarkastelun kohteena on perustaajuuden 50 Hz ja modulointitaajuuden 4 kHz välinen alue, koska tälle alueelle suodattimen resonanssitaajuuskin tulee sijoittumaan. Erityishuomio kohdistetaan 1 kHz:n taajuuden ympärille, koska se on todennäköisesti hyvin lähelle myöhemmin valittavan suodattimen resonanssitaajuutta. Kuvista voidaan selvästi havaita THIPWM-menetelmällä CM-jännitteessä esiintyvä kolmannen yliaallon nollakomponentti, jonka amplitudi suhteutuu modulointi-indeksiin, jolloin esimerkiksi m :n arvolla yksi kolmannen yliaallon suuruus on kuudesosa tasajännitetulon puolikkaasta.

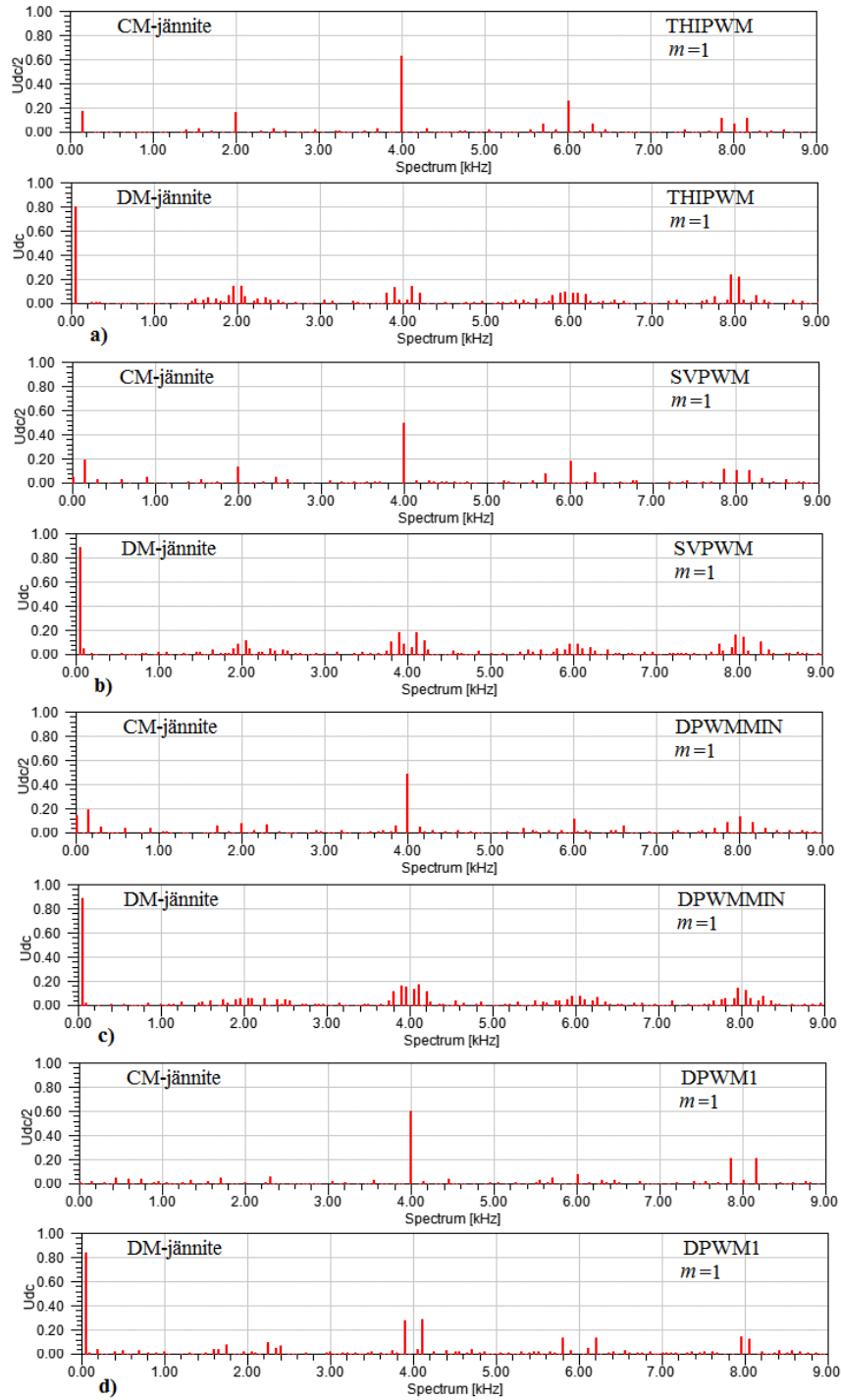
Kuvasta 3.19 havaitaan, että suurella modulointi-indeksillä eri modulointi-indeksien CM-jännitteiden spektreissä ei millään modulointitavalla esiinny tarkasteltavalla taajuusvälillä sellaisia komponentteja, joita ei olisi myös DM-jännitteen spektrissä. Kuvista nähdään, että THIPWM- ja DPWM1-menetelmien spektrit ovat hyvin samankaltaisia, kun taas SVPWM- ja DPWMMIN-menetelmien spektrit muistuttavat hyvin paljon toisiaan. Kuitenkin modulointi-indeksin pienetessä arvoon yksi, huomataan kuvasta 3.20 CM-jännitteen spektrissä olevan pieniä taajuuskomponentteja 1 kHz:n kohdalla kaikilla muilla modulointitavoilla paitsi THIPWM-menetelmällä. Etenkin DPWM1-menetelmällä taajuuskomponentteja esiintyy tiheästi ja vaikka ne ovat amplitudiltaan pieniä, niiden takia on lähes mahdotonta löytää resonanssitaajuus, johon jokin CM-jännitteen taajuuskomponentti ei osuisi. Tilanne pahenee entisestään, kun modulointi-indeksiä pienennetään edelleen, mikä nähdään kuvista 3.21 ja 3.22. Sen sijaan muilla menetelmillä CM-jännitteen taajuuskäyttäytyminen on suodattimen toiminnan kannalta parempaa, joskin sekä SVPWM- että DPWMMIN-menetelmillä näkyy yksittäisiä taajuuskomponentteja 1 kHz:n läheisyydessä.

Kuvien tarkastelun perusteella voidaan todeta, että modulointi-indeksin vaikutus CM-jännitteen spektriin on hyvin pieni THIPWM-menetelmällä. Sen sijaan muilla tarkastelluilla menetelmillä modulointi-indeksin pienetessä spektriin ilmestyy joitakin taajuuskomponentteja, joita ei ole nähtävissä DM-jännitteen spektrissä. Koska jatkuvissa modulointimenetelmissä THIPWM ja SVPWM kytkentöjen määrä modulointijakson aikana on sama, kannattaa taajuusanalyysin perusteella jatkuvista modulointimenetelmistä tässä työssä ottaa tarkasteluun THIPWM.

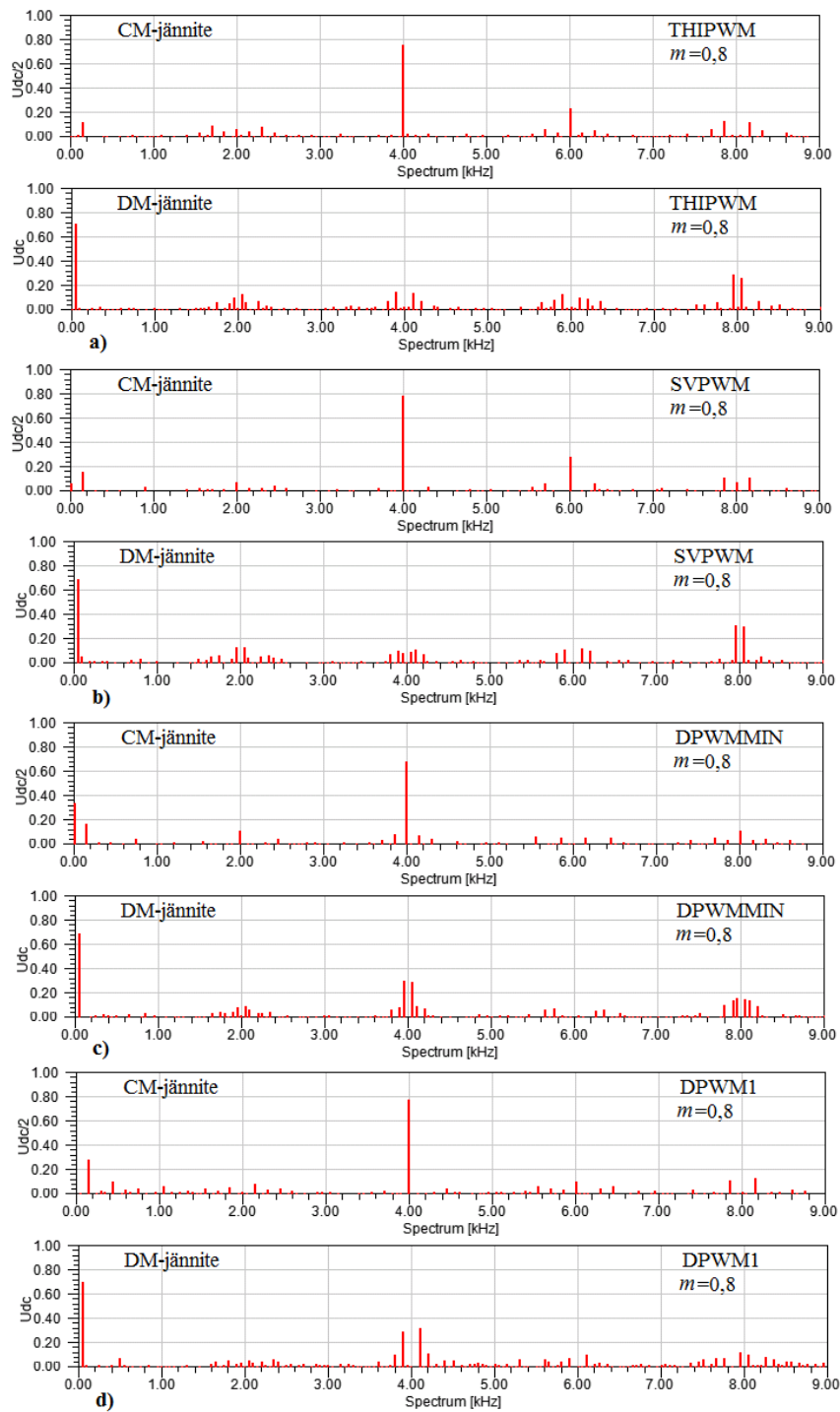
Epäjatkovien modulointimenetelmien spektreistä nähdään, että CM-jännitteessä esiintyy huomattavista enemmän ja suurempia taajuuskomponentteja perustaajuuden ja kytkentätaajuuden välissä kuin jatkuvilla modulointimenetelmillä. Tämä on etenkin havaittavissa DPWM1-menetelmällä. Kuten jo todettu, modulointi-indeksillä $m = 1,1530$ taajuuskäyttäytyminen on vielä täysin hallittavissa, mutta heti kun sitä pienennetään, epätoivotut 1 kHz taajuuden ympärille osuvat taajuuskomponentit lisääntyvät ja resonanssivaara suodattimen kanssa on suuri.



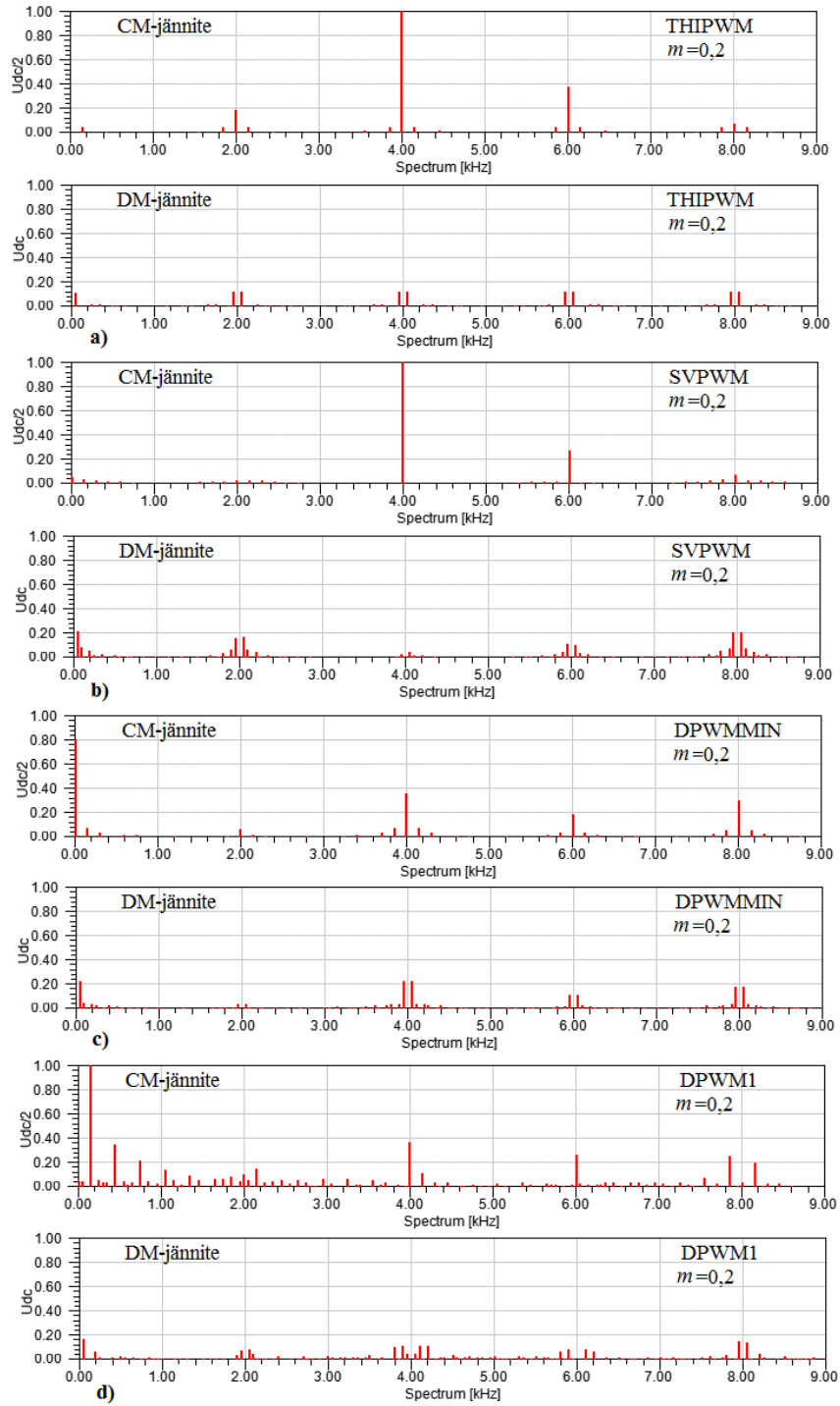
Kuva 3.19: CM ja DM-jännitteiden amplitudispektrit kun modulointitapana on a) THIPWM b) SVPWM c) DPWMMIN d) DPWM1. Modulointi-indeksi on 1,153. CM-jännite on esitetty suhteessa $\frac{U_{dc}}{2}$ -arvoon ja DM-jännite suhteessa U_{dc} -arvoon.



Kuva 3.20: CM ja DM-jännitteiden amplitudispektrit kun modulointitapana on a) THIPWM b) SVPWM c) DPWMMIN d) DPWM1. Modulointi-indeksi on 1. CM-jännite on esitetty suhteessa $\frac{U_{dc}}{2}$ -arvoon ja DM-jännite suhteessa U_{dc} -arvoon.



Kuva 3.21: CM ja DM-jännitteiden amplitudispektrit kun modulointitapana on a) THIPWM b) SVPWM c) DPWMMIN d) DPWM1. Modulointi-indeksi on 0,8. CM-jännite on esitetty suhteessa $\frac{U_{dc}}{2}$ -arvoon ja DM-jännite suhteessa U_{dc} -arvoon.



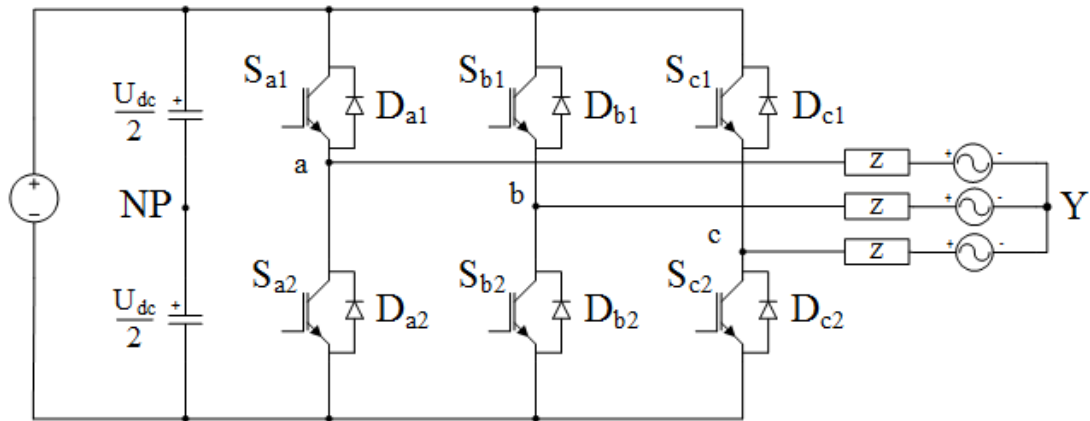
Kuva 3.22: CM ja DM-jännitteiden amplitudispektrit kun modulointitapana on a) THIPWM b) SVPWM c) DPWMMIN d) DPWM1. Modulointi-indeksi on 0,2. CM-jännite on esitetty suhteessa $\frac{U_{dc}}{2}$ -arvoon ja DM-jännite suhteessa U_{dc} -arvoon.

Tehdyn vertailun perusteella modulointimenetelmäksi tässä työssä kannattaa valita THIPWM. Erittäin yleisesti modulointimenetelmänä kuitenkin käytetään DPWM1-menetelmää, koska sillä saavutetaan pienemmät kytkentähäviöt kuin jat-

kuvilla modulointimenetelmillä eikä siinä ole DPWMMIN-menetelmän ongelmaa kytkinten epätasaisesta rasittumisesta. DM-jännitteen spektreistä myös nähdään, että suodatettaessa pelkkää eromuotoista komponenttia, resonanssivaara suodattimen kanssa on pieni. Tilanne kuitenkin muuttuu merkittävästi, kun myös CM-jännitettä suodatetaan. DPWM1-menetelmä otetaan tässä työssä yleisesti käytössä olevaksi vertailukohdaksi, johon CM-jännitteen suodattamisen lisäämisen vaikutuksia verrataan.

Modulointimenetelmän vaikutus kytkinkomponenttien tehohäviöihin

Tässä työssä käytettävä topologia kaksitasoiselle vaihtosuuntaajalle on esitetty kuvassa 3.23. Suuntaajan toimintaperiaate on, että kun vaihe halutaan kytkeä positiiviseen tasajännite potentiaaliin, johtaa kytkin S_{i1} , missä $i = a, b, c$. Kun taas halutaan kytkeä negatiiviseen tasajännitepotentiaaliin, ohjataan kytkin S_{i2} johtavaan tilaan.



Kuva 3.23: Työssä käytettävän kaksitasoisen vaihtosuuntaajan pääpiiritopologia.

Työssä tutkitaan CM-jännitteen suodattamisen aiheuttamia vaikutuksia kytkinkomponenttien tehohäviöihin sekä passiivikomponenttien virtarasituksiin. Modulointitavan valinta vaikuttaa kytkinkomponenttien tehohäviöihin, koska kytkentätahtumien määrä yhden modulointijakson aikana riippuu modulointitavasta. Modulointijakson pituus halutaan tässä työssä säilyttää vakiona, joten modulointitapa vaikuttaa suoraan kytkentätaajuuteen. Kuten edellä jo todettiin, DPWM1-menetelmä on yleisesti käytetty juuri siksi, että epäjatkuissa modulointimenetelmissä kytkentätahtumien määrä modulointijakson aikana on $\frac{2}{3}$ siitä, mitä jatkuvalla moduloinnilla tarvitaan. Seuraavaksi tutkitaan, kuinka paljon kaksitasoisen vaihtosuuntaajan lähtövirtaa täytyisi pienentää, jotta jatkuvalla moduloinnilla kytkentähäviöt olisivat yhtä pienet kuin epäjatkuvalla moduloinnilla. Kytkinkomponenttien tehohäviöt halutaan samoiksi, koska tarkoituksena on selvittää voiko CM-jännitteen suodattamisen helposti lisätä olemassa olevaan vaihtosuuntaajaratkaisuun, jolloin häviöiden ollessa samat ei tarvitse tehdä muutoksia suuntaajan jäähdytykseen. Yksinkertaisuuden vuoksi tarkastellaan ainoastaan vaihtosuuntaajan kokonaishäviöitä eikä tutkita tarkemmin, kuinka häviöt kohdistuvat eri komponenteille.

Tässä työssä tutkitaan ensisijaisesti verkkovaihtosuuntaajia, joten kytkinkomponenttien häviötehon laskennassa sekä myöhemmin simuloinneissa käytettävät toimintapisteet on valittu siten, että verkko muuttuu mahdollisimman vähän ja modulointi-indeksiä muutettaessa muutetaan tasajännitetulon suuruutta. Pientä modulointi-indeksiä 0,2 käytetään kuitenkin testaamaan suodatinratkaisun soveltuvuutta myös moottoripuolelle, joten sille on määritetty oma toimintapisteensä, jossa lähtöön halutaan nimellinen virta ja tulopuolelle samansuuruinen tasajännite kuin modulointi-indeksillä 1,153. Taulukossa 3.9 on esitetty työssä kaksitasotopologialle käytetyt toimintapisteet. Työssä tehtävä tarkastelu keskittyy tehokertoimen arvoon yksi, jolloin pätötehoa siirtyy vaihtosuuntaajasta verkkoon.

Taulukko 3.9: Työssä käytettävät toimintapisteet kaksitasovaihtosuuntaajalle. Suuntaajan lähtöjännite ja -virta on määritelty työn toimeksiantajan puolesta. Verkkoa syöttävän vaihtosuuntaajan toimintaa tarkastellaan kolmella eri modulointi-indeksin arvolla. Koska verkon halutaan muuttuvan mahdollisimman vähän, käytetään näissä toimintapisteissä eri tasajännitetulon arvoja. Lisäksi suuntaajan soveltumista moottoripuolelle tutkitaan yhdessä toimintapisteessä pienellä modulointi-indeksillä. Taulukon virrat ja jännitteet on ilmoitettu tehollisarvoina.

	Toimintapisteet 1, 2, 3 (verkko)	Toimintapiste 4 (moottori)
m	1) 1,1530 2) 1 3) 0,8	4) 0,2
$U_{\text{out},l-l}$	701 V	122 V
I_{out}	540 A	540 A
f_{mod}	4000 Hz	4000 Hz
U_{dc}	$\frac{2\sqrt{2}U_{\text{out},l-l}}{\sqrt{3} m}$	993 V

Kytkekomponenttien johto- ja kytkentähäviöteho jatkuvalla moduloinnilla voidaan laskea viitteessä [22] esitettyjen häviötehoylemien avulla. Epäjatkuvalla modulointimenetelmälle sovelletaan tässä samoja yhtälöitä, mutta laskennassa oletetaan, että epäjatkuvalla moduloinnilla kytkentätaajuus on $\frac{2}{3}$ modulointitaajuudesta tehokertoimen arvolla yksi. Tarkasteluun on valittu kaksi Infineonin IGBT-moduulia, FS450R17OE4 ja FS500R17OE4DP. Tarkasteluun valituilla moduuleilla on eri nimellisvirta ja erilainen diodi. Lisäksi johto- ja kytkentähäviöt jakautuvat niissä eri tavalla mikä nähdään taulukosta 3.10, jossa on esitetty moduulien datalehdistä saadut tiedot häviölaskentaa varten. Taulukossa on ilmoitettu johtotilan jännite U_F ja johtotilan resistanssi R_F niin transistorille kuin diodillekin sekä transistorin kytkentähäviöenergia E_{sw} ja diodin takavirran aiheuttama häviöenergia E_{rec} . Havaitaan, että siinä missä moduulilla FS450R17OE4 on pienemmät kytkentähäviöenergiat, on moduulilla FS500R17OE4DP puolestaan pienempi johtotilan jännite ja resistanssi. Toimintapiste vaikuttaa siihen, miten kytkentä- ja johtohäviöt jakautuvat suhteessa toisiinsa, joten pelkkien parametrien perusteella ei voida sanoa, kummalla moduulilla

on pienemmät kokonaishäviöt. Taulukon 3.10 parametrit on määritelty datalehdissä ilmoitetun perusjännitteen $U_{\text{base}} = 900 \text{ V}$ sekä moduulien nimellisvirtojen, $I_{\text{rated}} = 450 \text{ A}$ (FS450R17OE4) ja $I_{\text{rated}} = 500 \text{ A}$ (FS500R17OE4DP) perusteella. Koska haluttu lähtövirta ylittää moduulien nimellisvirran, on tässä työssä päätetty käyttää yhdessä vaiheessa kolmea rinnankytkettyä moduulia. Tällöin yhden IGBT:n ja diodin läpi kulkeva virta on kolmasosa lähtövirrasta.

Taulukko 3.10: Kaksitasoisen vaihtosuuntaajan häviöteholaskennassa tarvittavat parametrit tarkasteluun valituilla IGBT-moduuleilla.

Parametri	FS450R17OE4	FS500R17OE4DP
IGBT		
$U_{\text{F,I}}$	1,05 V	1,05 V
$R_{\text{F,I}}$	3,11 m Ω	2,8 m Ω
E_{sw}	330 mJ	360 mJ
Diodi		
$U_{\text{F,D}}$	0,95 V	0,7 V
$R_{\text{F,D}}$	2,22 m Ω	2,2 m Ω
E_{rec}	120 mJ	167 mJ

Virran pienennystarpeen arvioinnissa tarkasteltiin tehpuolijohteiden kokonaishäviöitä vaihtosuuntaajassa. Koska kuvassa 3.23 yhtä transistori-diodi paria S - D vastaa nyt kolme rinnankytkettyä IGBT-moduulia, saadaan vaihtosuuntaajan kokonaishäviöt kertomalla yhdelle IGBT:lle ja diodille lasketut häviöt ensin kolmella ja tämän jälkeen vielä kuudella, jolloin saadaan kaikkien kolmen haaran kokonaishäviöt. Häviötehon laskenta tehtiin tehokertoimen arvolla 1, koska simuloitavan piirin toimintapiste tulee olemaan lähellä sitä. Tulokset kahdelle eri IGBT-moduulille on esitetty taulukoissa 3.11 ja 3.12. Niistä nähdään toimintapiste (t.p.), modulointitapa, tasajännitearvo, modulointi-indeksi, pääjännitteen arvo, kytkentätaajuus, vaihtosuuntaajan lähtövirta sekä vaihtosuuntaajan kaikkien tehpuolijohteiden yhteenlaskettu häviöteho P_{tot} . Kaikilla eri modulointi-indeksin arvoilla häviöt on laskettu jatkuvaa modulointia vastaavalla kytkentätaajuudella 4000 Hz sekä epäjatkovaa modulointia vastaavalla taajuudella 2667 Hz. Tämän jälkeen suuremman kytkentätaajuuden tapauksessa lähtövirtaa on pienennetty niin paljon, että kokonaishäviöt vastaavat pienemmällä taajuudella saatua lukua. Taulukossa virran skaalauskerroin k kertoo kuinka monta prosenttia lähtövirrasta voidaan jatkuvalla moduloinnilla käyttää, jotta kokonaishäviöt ovat yhtä pienet kuin epäjatkuvalla moduloinnilla.

Taulukoista nähdään, että moduulilla FS450R17OE4 on hieman pienemmät kokonaishäviöt kuin moduulilla FS500R17OE4DP, mutta ero on varsin pieni. Tarkemmasta laskennasta, jota ei tässä yksinkertaisuuden vuoksi ole esitetty, näkyy että ensin mainitulla kytkentähäviöt ovat selvästi pienemmät kun taas jälkimmäisellä johtohäviöt ovat merkittävästi pienemmät, mikä oli odotettavaa aiemmin esitettyjen häviöparametrien perusteella. Taulukoista havaitaan, että siirryttäessä epäjatkuvasta jatkuvaan modulointiin täytyy kummallakin IGBT-moduulilla virtaa pienentää noin 22–26 %, jotta kokonaishäviöt pysyvät samana kuin epäjatkuvalla moduloinnilla.

Tämä on erittäin merkittävä muutos, joka huonontaa vaihtosuuntaajan tehotehokkuutta ja heikentää sen kilpailukykyä oleellisesti.

Taulukko 3.11: Häviölaskenta ja virran pienennystarve FS450R17OE4-moduulille kaksisovaihtosuuntaajassa. Taulukossa virtakerroin k ilmoittaa, kuinka monta prosenttia lähtövirrasta I_{out} voidaan 4000 Hz:n kytkentätaajuudella käyttää, jotta kokonaishäviöt ovat yhtä pienet kuin 2667 Hz:n kytkentätaajuudella. Laskenta on tehty tehokertoimen arvolla 1.

t.p.	Modulointitapa	U_{dc} (V)	m	$U_{out, I-I}$ (V)	f_{sw} (Hz)	I_{out} (A)	P_{tot} (kW)	k^*
1	Epäjatkua	993	1,153	701	2667	540	6,72	100 %
	Jatkua	993	1,153	701	4000	540	8,87	78 %
2	Epäjatkua	1145	1	701	2667	540	7,35	100 %
	Jatkua	1145	1	701	4000	540	9,82	76 %
3	Epäjatkua	1431	0,8	701	2667	540	8,56	100 %
	Jatkua	1431	0,8	701	4000	540	11,65	75 %
4	Epäjatkua	993	0,2	122	2667	540	6,56	100 %
	Jatkua	993	0,2	122	4000	540	8,71	77 %

$$* P_{tot}(k \cdot I_{out})_{THIPWM} = P_{tot}(I_{out})_{DPWM1}$$

Taulukko 3.12: Häviölaskenta ja virran pienennystarve FS500R17OE4DP-moduulille kaksisovaihtosuuntaajassa. Taulukossa virtakerroin k ilmoittaa, kuinka monta prosenttia lähtövirrasta I_{out} voidaan 4000 Hz:n kytkentätaajuudella käyttää, jotta kokonaishäviöt ovat yhtä pienet kuin 2667 Hz:n kytkentätaajuudella. Laskenta on tehty tehokertoimen arvolla 1.

t.p.	Modulointitapa	U_{dc} (V)	m	$U_{out, I-I}$ (V)	f_{sw} (Hz)	I_{out} (A)	P_{tot} (kW)	k^*
1	Epäjatkua	993	1,153	701	2667	540	6,85	100 %
	Jatkua	993	1,153	701	4000	540	9,11	77 %
2	Epäjatkua	1145	1	701	2667	540	7,50	100 %
	Jatkua	1145	1	701	4000	540	10,10	76 %
3	Epäjatkua	1431	0,8	701	2667	540	8,75	100 %
	Jatkua	1431	0,8	701	4000	540	12,00	74 %
4	Epäjatkua	993	0,2	122	2667	540	6,59	100 %
	Jatkua	993	0,2	122	4000	540	8,85	76 %

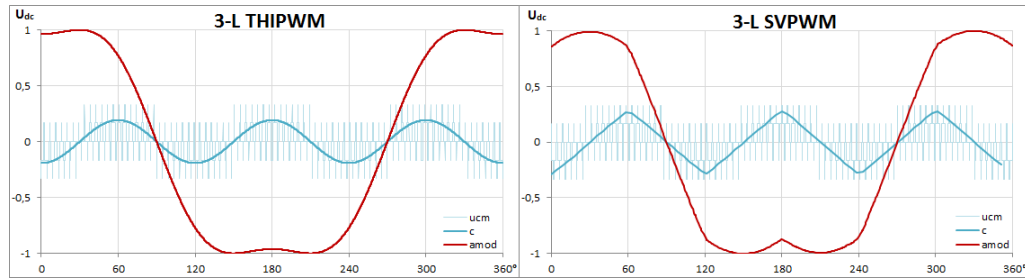
$$* P_{tot}(k \cdot I_{out})_{THIPWM} = P_{tot}(I_{out})_{DPWM1}$$

Todellisuudessa muutamia lyhimpiä pulsseja jää jatkuvalla moduloinnilla pois, koska kytkinkomponenttien syttymis- ja sammumisviipeiden takia ohjaukseen on jätettävä pieni marginaali vaihdettaessa kytkentätilasta toiseen, jotta tasajännitelähdettä ei oikosuljeta missään tilanteessa. Tällöin kytkentähäviöt ja siten virran pienennystarve jatkuvalla moduloinnilla ovat hieman pienemmät kuin taulukoissa lasketut arvot, mutta ero epäjatkuvaan modulointiin säilyy edelleen merkittävänä.

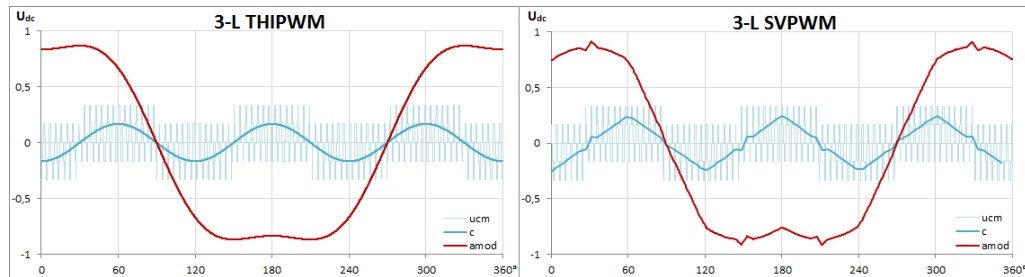
Virran näin suuri pienennys ei ole taloudellisesti järkevää. Siten jos kaksitasovaihtosuuntaajassa halutaan suodattaa yhteismuotoinen jännite, mikä puolestaan todennäköisesti edellyttää jatkuvan modulointitavan käyttöä, täytyy vaihtosuuntaajan jäähdytys suunnitella uudelleen suuremmalle häviöteholle.

3.3.2 Modulointimenetelmien vertailu kolmitasoiselle topologialle

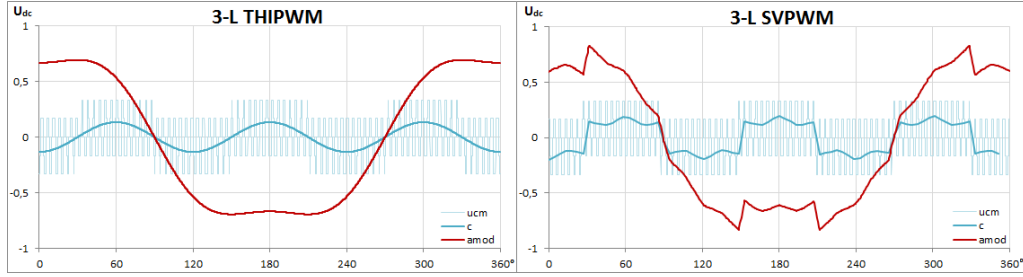
Kolmitasoiselle vaihtosuuntaajalle käsitellään tässä työssä kahta modulointimenetelmää, 3-L THIPWM sekä 3-L SVPWM, joita verrataan tässä vastaavalla tavalla kuin kaksitasoisia modulointimenetelmiä. Yhteismuotoisten jännitteiden $c(t)$ ja u_{cm} sekä a-vaiheen modulointisignaalien käyrämuodot eri modulointi-indekseillä on esitetty kuvissa 3.24 – 3.27. Kuvista nähdään, että yhteismuotoisen jännitteen käyrämuodot vastaavat suurelta osin vastaavia kaksitasoisia modulointimenetelmiä. 3-L SVPWM-menetelmän käyrämuodon perusteella sen tuottama CM-jännite on kuitenkin hie- man haastavampi suodattaa etenkin pienemmillä modulointi-indeksin arvoilla kuin 3-L THIPWM-menetelmän tuottama CM-jännite.



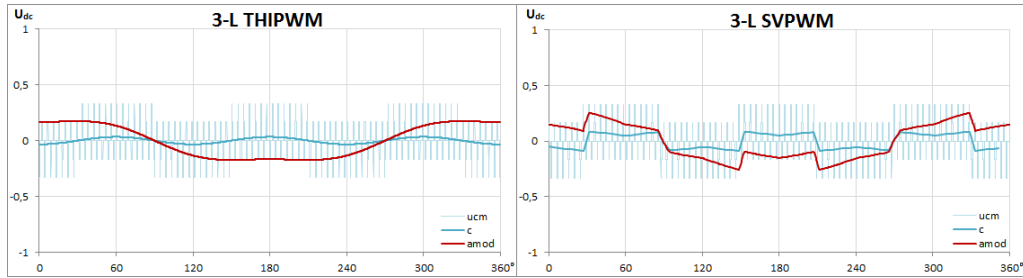
Kuva 3.24: Yhteismuotoiset jännitteet ja a-vaiheen modulointisignaalit tarkastelluilla kolmitasomodulointimenetelmillä, kun modulointi-indeksi on 1,153.



Kuva 3.25: Yhteismuotoiset jännitteet ja a-vaiheen modulointisignaalit tarkastelluilla kolmitasomodulointimenetelmillä, kun modulointi-indeksi on 1.



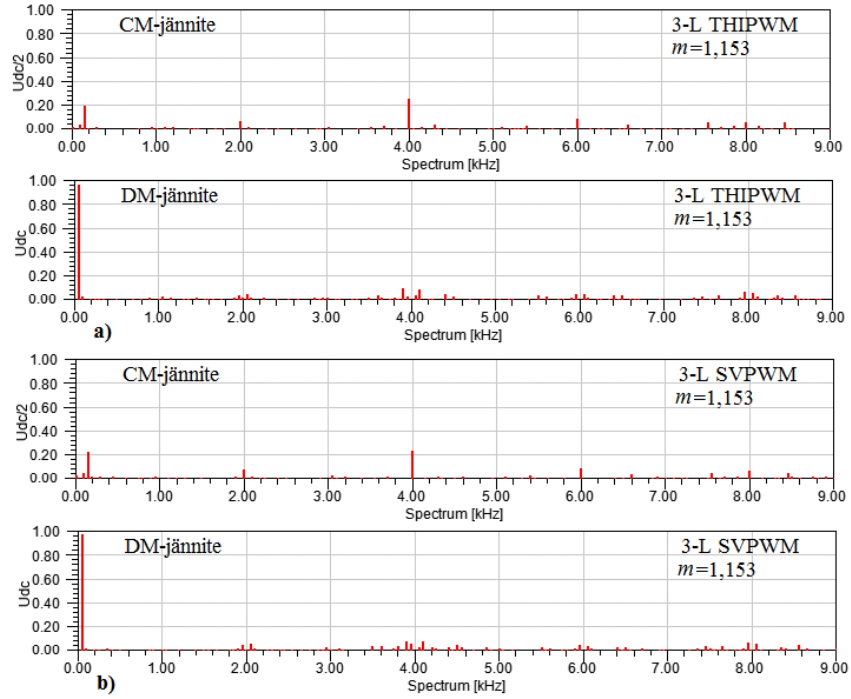
Kuva 3.26: Yhteismuotoiset jännitteet ja a-vaiheen modulointisignaalit tarkastelluilla kolmitasomodulointimenetelmillä, kun modulointi-indeksi on 0,8.



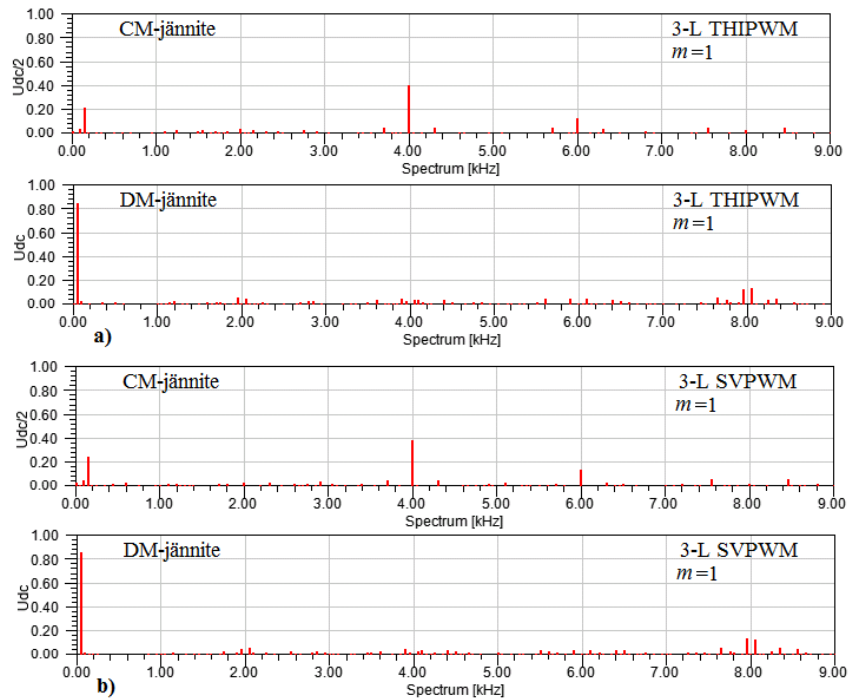
Kuva 3.27: Yhteismuotoiset jännitteet ja a-vaiheen modulointisignaalit tarkastelluilla kolmitasomodulointimenetelmillä, kun modulointi-indeksi on 0,2.

CM- ja DM-jännitteiden spektrit käsitellyille kolmitasomodulointimenetelmille on esitetty kuvissa 3.28–3.31. DM-jännitteen spektrit on jälleen suhteutettu tasajännitteeseen U_{dc} ja CM-jännitteen spektrit sen puolikkaaseen. Kuvista voidaan huomata, että nyt 3-L THIPWM-menetelmällä kolmannen yliaallon suuruus on hieman suurempi kuin kuudesosa tasajännitetulon puolikkaasta, mikä modulointisignaaleihin on lisätty. Tämä johtuu siitä, että kolmitasoisessa sinikolmio-vertailussa vaihelähdön pulssikuviossa on mukana kolmatta yliaaltoa, vaikka sitä ei erikseen modulointisignaaleihin lisättäisi. Kolmannen yliaallon suuruus riippuu siitä, ovatko kantoaallot keskenään samanvaiheisia vai vastakkaisvaiheisia. [4] Kuten huomataan, DM-jännitteen perusaallon komponentti jää $m:n$ arvolla 1,153 hieman vajaaksi tasajännitetulon arvosta, joten kolmannen yliaallon kuudesosan lisääminen ei välttämättä olekaan optimaalisin ratkaisu 3-L THIPWM-menetelmässä.

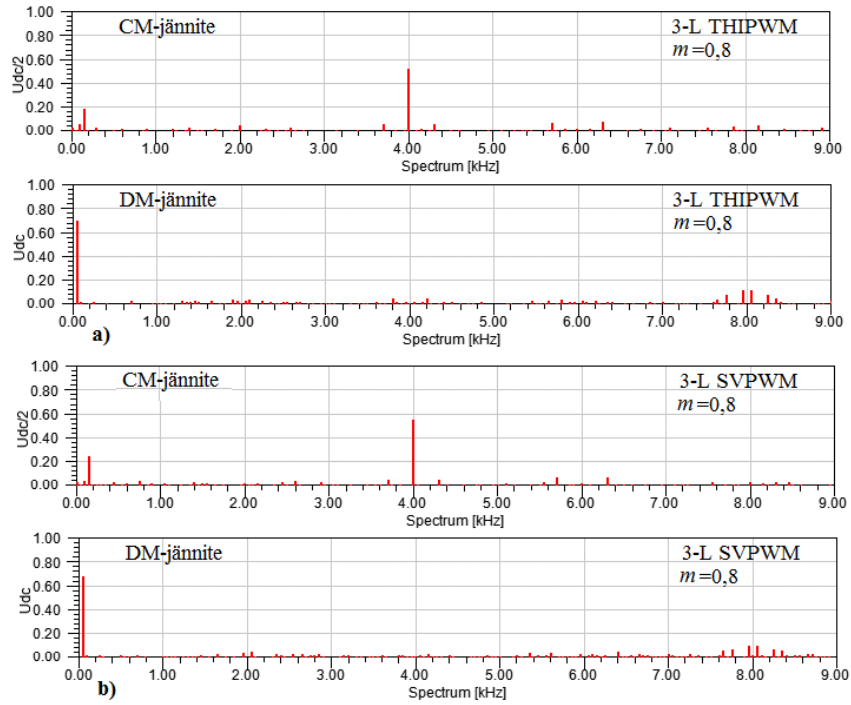
CM-jännitteen spektreistä nähdään, että suurilla modulointi-indeksien arvoilla molempien menetelmien käyttäytyminen taajuustasossa on samankaltaista, mutta pienemmillä modulointi-indeksien arvoilla 3-L SVPWM-menetelmän CM-jännitteessä esiintyy hieman enemmän pieniä, noin 1 kHz:n kohdalle sijoittuvia taajuuskomponentteja kuin 3-L THIPWM-menetelmässä. Koska näissä menetelmissä kytkentätaajuus on sama, valitaan vertailun perusteella tässä työssä käytettäväksi modulointimenetelmäksi kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa 3-L THIPWM.



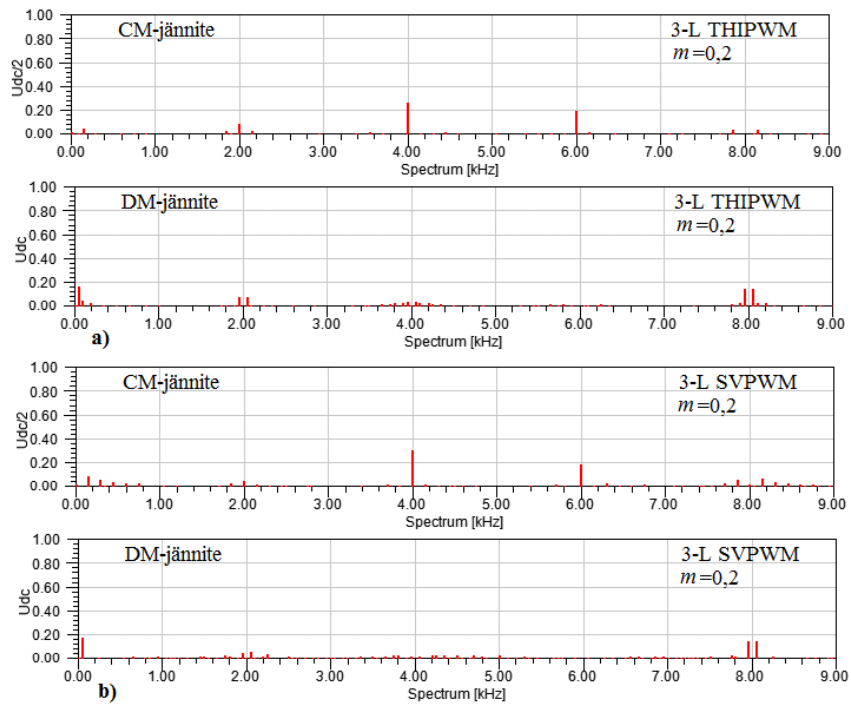
Kuva 3.28: CM ja DM-jännitteiden amplitudispektrit kun modulointitapana on a) 3-L THIPWM b) 3-L SVPWM. Modulointi-indeksi on 1,1530. CM-jännite on esitetty suhteessa $\frac{U_{dc}}{2}$ -arvoon ja DM-jännite suhteessa U_{dc} -arvoon.



Kuva 3.29: CM ja DM-jännitteiden amplitudispektrit kun modulointitapana on a) 3-L THIPWM b) 3-L SVPWM. Modulointi-indeksi on 1. CM-jännite on esitetty suhteessa $\frac{U_{dc}}{2}$ -arvoon ja DM-jännite suhteessa U_{dc} -arvoon.



Kuva 3.30: CM ja DM-jännitteiden amplitudispektrit kun modulointitapana on a) 3-L THIPWM b) 3-L SVPWM. Modulointi-indeksi on 0,8. CM-jännite on esitetty suhteessa $\frac{U_{dc}}{2}$ -arvoon ja DM-jännite suhteessa U_{dc} -arvoon.

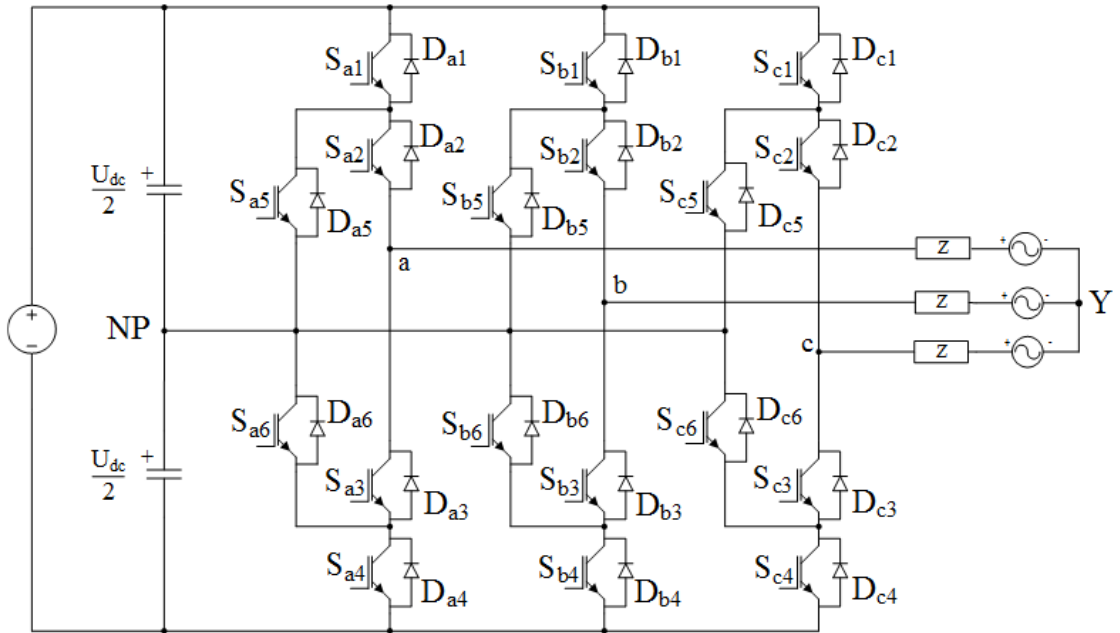


Kuva 3.31: CM ja DM-jännitteiden amplitudispektrit kun modulointitapana on a) 3-L THIPWM b) 3-L SVPWM. Modulointi-indeksi on 0,2. CM-jännite on esitetty suhteessa $\frac{U_{dc}}{2}$ -arvoon ja DM-jännite suhteessa U_{dc} -arvoon.

Modulointimenetelmän vaikutus kytkinkomponenttien tehohäviöihin

Kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa tarkempaan tarkasteluun valittiin ainoastaan jatkuvia modulointimenetelmiä. Siten tehty valinta käyttää työssä 3-L THIPWM-modulointimenetelmää ei vaikuta modulointijakson aikana tapahtuvien kytkentöjen määrän ja siten kytkinkomponenttien tehohäviöihin. Vaikka epäjatkuvan modulointimenetelmän käyttö hylättiin tässä työssä jo aiemmin, tutkitaan kuitenkin vertailun vuoksi, millainen virran pienennystarve kolmitasovaihtosuuntaajassa tarvitaan, jos halutaan että häviöteho 4000 Hz:n kytkentätaajuudella on sama kuin 2667 Hz:n kytkentätaajuudella.

Kolmitasoiselle vaihtosuuntaajalle käytetään tässä työssä ANPC-rakennetta, joka on esitetty kuvassa 3.32. Kaksi muuta erittäin yleisesti käytettyä rakennetta kolmitasoiselle suuntaajalle ovat NPC-kytkentä ja T-malli [23] [24], mutta niitä ei tässä käsitellä tarkemmin. ANPC:n toimintaperiaate on, että kytkentä positiiviseen tasajännitepotentiaaliin tapahtuu kytkinten S_{i1} ja S_{i2} avulla ja negatiiviseen potentiaaliin taas kytkinten S_{i3} ja S_{i4} kautta. Nollapisteeseen kytkeydytään positiivisella virralla S_{i5} :n ja S_{i2} :n avulla ja negatiivisella virralla käytetään kytkimiä S_{i6} ja S_{i3} .



Kuva 3.32: Kolmitasoisien ANPC-vaihtosuuntaajan päävirtapiiri.

Kolmitasoisista vaihtosuuntaajaa ei suoraan voida verrata kaksitasoiseen topologiaan, koska transistorien ja diodien määrä sekä jänniterasitukset ovat erilaiset. Tämän takia käytetään myös eri komponentteja kuin kaksitasovaihtosuuntaajassa. Vaikka aivan suora vertailu näiden kahden topologian välillä ei ole siis mahdollista, käytetään kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa kuitenkin samoja toimintapisteitä 1–4 (taulukko 3.9) kuin kaksitasoisessa vaihtosuuntaajassa. Koska kolmitasoisista vaihtosuuntaajaa käytetään kuitenkin ensisijaisesti suuremmilla jännitteillä, vaihtosuuntaajan toimintaa tarkastellaan myös toimintapisteissä 5–8, jotka on esitetty taulukossa 3.13. Nämä

toimintapisteet kuvaavat paremmin kolmitasosuuntaajan todellista mitoitusta, jolloin myös johtopäätökset tehdään niissä saatujen tulosten perusteella.

Taulukko 3.13: Toimintapisteiden 1–4 lisäksi kolmitasovaihtosuuntaajaa tarkastellaan myös toimintapisteissä 5–8. Taulukon virrat ja jännitteet on ilmoitettu tehollisarvoina.

	Toimintapisteet 5, 6, 7 (verkko)	Toimintapiste 8 (moottori)
m	5) 1,095 6) 1 7) 0,8	8) 0,2
$U_{\text{out},l-l}$	1006 V	184 V
I_{out}	950 A	950 A
f_{mod}	4000 Hz	4000 Hz
U_{dc}	$\frac{2\sqrt{2}U_{\text{out},l-l}}{\sqrt{3}m}$	1500 V

Kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa kytkinkomponenttien häviötehon laskenta perustuu viitteessä [21] esitettyihin yhtälöihin. Myös kolmitasoiselle vaihtosuuntaajalle on tarkasteluun valittu kaksi Infineonin IGBT-moduulia, FF1400R12IP4 ja FF600R12ME4, joiden datalehdistä saadut tiedot häviölaskentaa varten on esitetty taulukossa 3.14. Parametrit on määritetty datalehdissä ilmoitetun perusjännitteen $U_{\text{base}} = 600$ V ja nimellisvirtojen $I_{\text{rated}} = 1400$ A (FF1400R12IP4) ja $I_{\text{rated}} = 600$ A (FF600R12ME4) perusteella. Laskennassa on oletettu, että FF1400R12IP4-moduuleita tarvitaan kuvan 3.32 S - D paria kohden vain yksi, kun taas FF600R12ME4-moduuleita on kaksi rinnan kytkettynä. Jälkimmäisessä tapauksessa yhden IGBT:n ja diodin läpi kulkeva virta on puolet lähtövirrasta ja kertomalla häviöteho kahdella saadaan yhtä S - D paria vastaavat häviöt.

Taulukko 3.14: Kolmitasoisien vaihtosuuntaajan häviöteholaskennassa tarvittavat parametrit tarkasteluun valituilla IGBT-moduuleilla.

Parametri	FF1400R12IP4	FF600R12ME4
IGBT		
$U_{F,I}$	0,82 V	0,8 V
$R_{F,I}$	1 m Ω	2,1 m Ω
E_{sw}	400 mJ	169,5 mJ
Diodi		
$U_{F,D}$	0,82 V	0,8 V
$R_{F,D}$	0,715 m Ω	1,4 m Ω
E_{rec}	130 mJ	51 mJ

Kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa häviöteholaskenta suoritettiin ensin yhdelle vaiheelle, jolloin vaihtosuuntaajan kokonaishäviöt saatiin kertomalla tulos kolmel-

la. Kuten jo edellä todettiin, kaksi- ja kolmitasotopologioita ei voida suoraan verrata keskenään, joten häviötehoakaan ei tässä verrata kaksitasotopologiaan vaan tarkoituksena on tarkastella ainoastaan virran suhteellista pienennystarvetta. Häviöteholaskennan tulokset tehokertoimen arvolla yksi kahdelle eri IGBT-moduulille toimintapisteissä 1–4 on esitetty taulukoissa 3.15 ja 3.16, ja toimintapisteissä 5–8 taulukoissa 3.17 ja 3.18. Samoin kuin kaksitasovaihtosuuntaajalle, häviötehot on laskettu kytkentätaajuuksilla 2667 Hz ja 4000 Hz, jonka jälkeen on ratkaistu tarvittava virran skaalauskerroin k kokonaishäviötehon pitämiseksi samana.

Taulukko 3.15: Häviölaskenta ja virran pienennystarve FF1400R12IP4-moduulille kolmitasovaihtosuuntaajassa toimintapisteissä 1–4. Taulukossa virtakerroin k ilmoittaa, kuinka monta prosenttia lähtövirrasta I_{out} voidaan 4000 Hz:n kytkentätaajuudella käyttää, jotta kokonaishäviöt ovat yhtä pienet kuin 2667 Hz:n kytkentätaajuudella.

t.p.	Modulointitapa	U_{dc} (V)	m	$U_{out,I}$ (V)	f_{sw} (Hz)	I_{out} (A)	P_{tot} (kW)	k^*
1	Epäjatkuva	993	1,153	701	2667	540	4,93	100 %
	Jatkuva	993	1,153	701	4000	540	5,50	94 %
2	Epäjatkuva	1145	1	701	2667	540	5,07	100 %
	Jatkuva	1145	1	701	4000	540	5,73	93 %
3	Epäjatkuva	1431	0,8	701	2667	540	5,37	100 %
	Jatkuva	1431	0,8	701	4000	540	6,19	92 %
4	Epäjatkuva	993	0,2	122	2667	540	4,75	100 %
	Jatkuva	993	0,2	122	4000	540	5,33	94 %

$$* P_{tot}(k \cdot I_{out})_{THIPWM} = P_{tot}(I_{out})_{DPWM1}$$

Taulukko 3.16: Häviölaskenta ja virran pienennystarve FF600R12ME4-moduulille kolmitasovaihtosuuntaajassa toimintapisteissä 1–4. Taulukossa virtakerroin k ilmoittaa, kuinka monta prosenttia lähtövirrasta I_{out} voidaan 4000 Hz:n kytkentätaajuudella käyttää, jotta kokonaishäviöt ovat yhtä pienet kuin 2667 Hz:n kytkentätaajuudella.

t.p.	Modulointitapa	U_{dc} (V)	m	$U_{out,I}$ (V)	f_{sw} (Hz)	I_{out} (A)	P_{tot} (kW)	k^*
1	Epäjatkuva	993	1,153	701	2667	540	4,93	100 %
	Jatkuva	993	1,153	701	4000	540	5,48	94 %
2	Epäjatkuva	1145	1	701	2667	540	5,06	100 %
	Jatkuva	1145	1	701	4000	540	5,70	94 %
3	Epäjatkuva	1431	0,8	701	2667	540	5,34	100 %
	Jatkuva	1431	0,8	701	4000	540	6,14	92 %
4	Epäjatkuva	993	0,2	122	2667	540	4,71	100 %
	Jatkuva	993	0,2	122	4000	540	5,27	94 %

$$* P_{tot}(k \cdot I_{out})_{THIPWM} = P_{tot}(I_{out})_{DPWM1}$$

Taulukko 3.17: Häviölaskenta ja virran pienennystarve FF1400R12IP4-moduulille kolmitasovaihtosuuntaajassa toimintapisteissä 5–8. Taulukossa virtakerroin k ilmoittaa, kuinka monta prosenttia lähtövirrasta I_{out} voidaan 4000 Hz:n kytkentätaajuudella käyttää, jotta kokonaishäviöt ovat yhtä pienet kuin 2667 Hz:n kytkentätaajuudella.

t.p.	Modulointi-tapa	U_{dc} (V)	m	$U_{out,I}$ (V)	f_{sw} (Hz)	I_{out} (A)	P_{tot} (kW)	k^*
5	Epäjatkuvu	1500	1,095	1006	2667	950	11,66	100 %
	Jatkuva	1500	1,095	1006	4000	950	13,18	94 %
6	Epäjatkuvu	1643	1	1006	2667	950	11,90	100 %
	Jatkuva	1643	1	1006	4000	950	13,56	93 %
7	Epäjatkuvu	2053	0,8	1006	2667	950	12,62	100 %
	Jatkuva	2053	0,8	1006	4000	950	14,69	92 %
8	Epäjatkuvu	1500	0,2	184	2667	950	11,16	100 %
	Jatkuva	1500	0,2	184	4000	950	12,68	94 %

$$* P_{tot}(k \cdot I_{out})_{THIPWM} = P_{tot}(I_{out})_{DPWM1}$$

Taulukko 3.18: Häviölaskenta ja virran pienennystarve FF600R12ME4-moduulille kolmitasovaihtosuuntaajassa toimintapisteissä 5–8. Taulukossa virtakerroin k ilmoittaa, kuinka monta prosenttia lähtövirrasta I_{out} voidaan 4000 Hz:n kytkentätaajuudella käyttää, jotta kokonaishäviöt ovat yhtä pienet kuin 2667 Hz:n kytkentätaajuudella.

t.p.	Modulointi-tapa	U_{dc} (V)	m	$U_{out,I}$ (V)	f_{sw} (Hz)	I_{out} (A)	P_{tot} (kW)	k^*
5	Epäjatkuvu	1500	1,095	1006	2667	950	11,74	100 %
	Jatkuva	1500	1,095	1006	4000	950	13,22	94 %
6	Epäjatkuvu	1643	1	1006	2667	950	11,96	100 %
	Jatkuva	1643	1	1006	4000	950	13,57	94 %
7	Epäjatkuvu	2053	0,8	1006	2667	950	12,63	100 %
	Jatkuva	2053	0,8	1006	4000	950	14,65	92 %
8	Epäjatkuvu	1500	0,2	184	2667	950	11,13	100 %
	Jatkuva	1500	0,2	184	4000	950	12,60	94 %

$$* P_{tot}(k \cdot I_{out})_{THIPWM} = P_{tot}(I_{out})_{DPWM1}$$

Havaitaan, että kolmitasovaihtosuuntaajassa virran pienennystarve häviötehon pitämiseksi samana kummallakin kytkentätaajuudella on vain noin 6–8 %, eli merkittävästi pienempi kuin kaksitasoisella pääpiiritopologiolla. Kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa vaihdolla epäjatkuvaan jatkuvaan modulointiin ei siis olisi niin suurta merkitystä häviötehon kannalta kuin kaksitasovaihtosuuntaajassa. Tässä työssä modulointimenetelmän takia virtaa ei kuitenkaan ole tarvetta pienentää, koska kuten aiemmin todettu, jatkuvaa modulointia käytetään kolmitasovaihtosuuntaajissa yleisesti ja jäähdytys on siten valmiiksi mitoitettu korkeammalle kytkentätaajuudelle. Siten tämän tarkastelun perusteella yhteismuotoisen jännitteen suodatus voidaan kolmitasovaihtosuuntaajassa lisätä suoraan yleisesti käytettyyn suuntaajaratkaisuun ilman, että tarvitsee tehdä muita muutoksia.

4 Suodatus

Vaihtosuuntaajan lähtöjännite koostuu pulssijonosta, jonka amplitudi riippuu tasajännitteen suuruudesta ja pulssien leveys kytkinten ohjaustavasta. Kun tasajännitettä katkotaan vaihtojännitteeksi kytkinten avulla, aiheuttaa se pääjännitteeseen kytkentätaajuuden sykkeisyyden. Lisäksi jännitteeseen syntyy lähtötaajuuden harmonisista ja kytkentätaajuuden monikerroista ja sivukaistoista aiheutuvia taajuuskomponentteja, kuten aiemmin esitetyistä jännitteiden spektreistä havaittiin. Pulssimuotoisen, haluttua verkon taajuutta suurempia taajuuskomponentteja sisältävän suuntaajan lähtöjännitteen suodattaminen on välttämätöntä jännitteen hyödyntämisen kannalta sekä verkkoon syötettävän sähköön laatuvaatimusten täyttämiseksi [9]. Suodattamattoman lähtöjännitteen sisältämät epätoivotut taajuuskomponentit ovat sähkömagneettisia häiriöitä, jotka voivat haitata niin vaihtosuuntaajan omia komponentteja, kuten ohjauspiiriä, kuin aiheuttaa häiriöitä ympäristöönsä ja siten muille laitteille.

Suuntaajalle tärkeitä ominaisuuksia ovat korkea hyötysuhde, pieni koko, turvallisuus sekä sähkömagneettinen yhteensopivuus (EMC). Näistä viimeinen edellyttää lähtöjännitteen suodatusta, mutta suodatin toisaalta lisää suuntaajan häviöitä ja kasvattaa sen kokoa merkittävästi. [25] EMC:llä tarkoitetaan sekä laitteen emissioiden pysymistä vaadittujen raja-arvojen alapuolella että myös riittävää immuuteettia ulkopuolelta tulevia häiriöitä vastaan. Verkkovirran sykkeisyydelle on määritelty tietty maksimiarvo, kun taas moottoria syöttävässä vaihtosuuntaajassa oleellisempaa on niin DM- kuin CM-jännitteiden suurien muutosnopeuksien vaimentaminen, koska korkea du/dt voi heikentää käämityksen eristystä ja tuottaa suuritaajuisia virtapulsseja [26]. Standardit määrittävät rajat sallituille emissio-arvoille ja raja-arvot riippuvat laitteen sovellusalueesta [27].

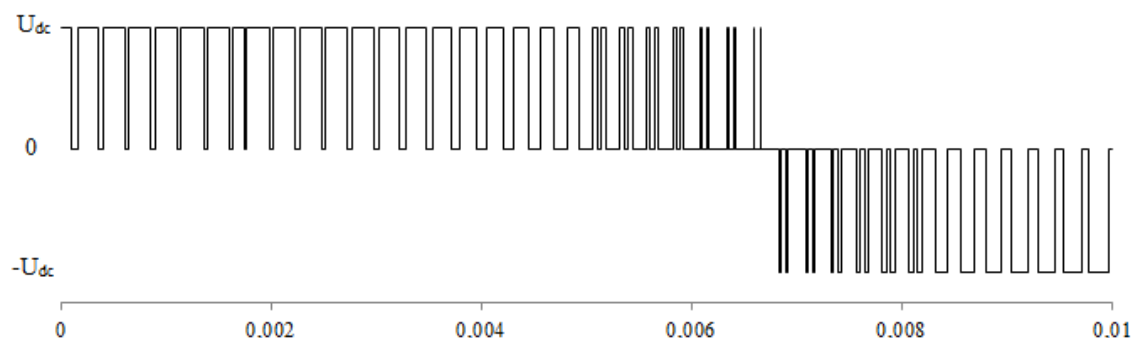
Sähkömagneettiset häiriöt voivat kytkeytyä säteilemällä, johtumalla, induktiivisesti tai kapasitiivisesti. [28] Tässä työssä käsitellään ero- ja yhteismuotoisen jännitteen suodatusta ja nämä matalataajuiset häiriöt voidaan suodattaa passiivisella alipäästösuodattimella. Suuntaajissa esiintyy yleisesti myös muunlaisia transientteja sekä muita häiriöitä kuten staattista purkausta, joiden syntyyn ja suojauskeinoihin ei tässä työssä perehdytä.

Työssä tutkitaan kuinka CM-jännitteen suodatuksen lisääminen DM-jännitteen suodattavaan vaihtosuuntaajaan vaikuttaa niin lähtöjännitteen laatuun, passiivikomponenttien virtarasituksiin kuin häviöihinkin. Seuraavaksi tarkastellaan hieman tarkemmin kumpaan häiriötyyppiä sekä niiden vaimennusta passiivikomponenttien avulla. Tämän jälkeen esitellään millaisilla suodattimen rakennevaihtoehdoilla olisi mahdollista toteuttaa sekä DM- että CM-jännitteen suodatus ja valitaan työssä käytettävä suodatin. Luvun lopussa määritetään valitun suodatinrakenteen komponenttien arvot.

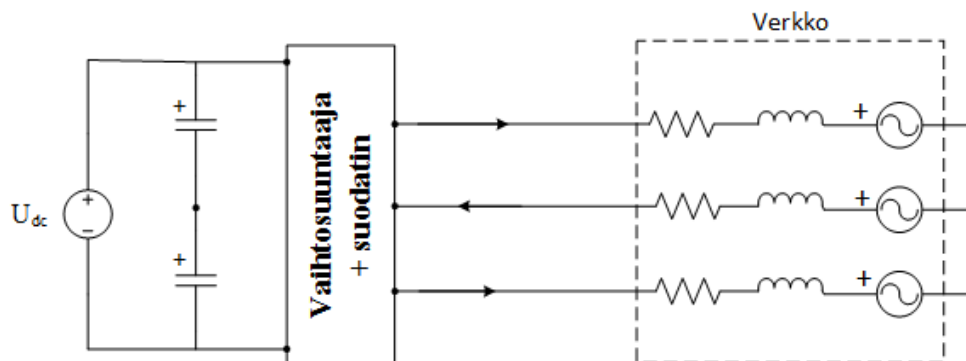
4.1 Eromuotoisen jännitteen suodatus

Eromuotoisella jännitteellä tarkoitetaan kahden vaiheen välistä jännitettä, joka vaihtosuuntaajan lähdössä näkyy pääjännitteenä. Vaihtosuuntaajan lähdön pulssimuotoisesta jännitteestä aiheutuva häiriö on pääasiallisesti eromuotoista [28]. Koska

vaihtosuuntaajalla syötettävä verkko tai laite hyödyntää nimenomaan pääjännitettä, siinä esiintyvien häiriöiden minimointi on ensisijaisen tärkeää. Verkkovaihtosuuntaajassa lähtöjännitteestä pyritään sähkön laatuvaatimusten täyttämiseksi saamaan mahdollisimman sinimuotoista suodattamalla perustaajuutta suuremmat taajuuskomponentit pois. Suodattamattoman pääjännitteen pulssikuvio epäjatkuvalle moduloinnilla on perusjakson puolikkaan ajalta esitetty kuvassa 4.1. Kuvasta havaitaan sekä pääjännitteen kytkentätaajuinen käyttäytyminen että vektorimoduloinnin mahdollistama pulssien sijoittelu kytkentäjaksolle, mikä osaltaan vaikuttaa jännitteen taajuussisältöön.



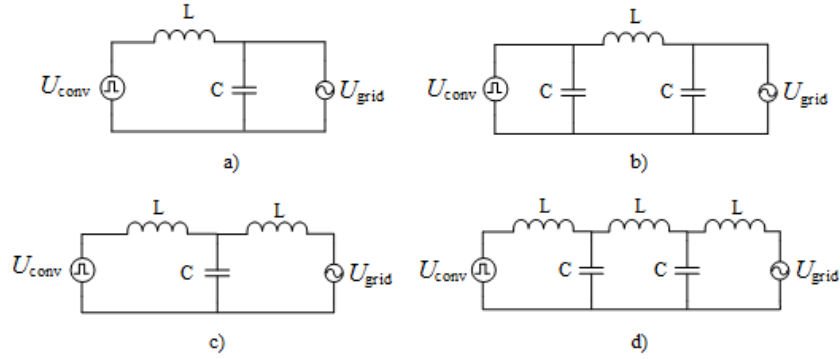
Kuva 4.1: Pääjännitteen pulssikuvio perusjakson puolikkaan ajalta, kun modulointitapana on DPWM1.



Kuva 4.2: Eromuotoisen jännitteen kierto kolmivaiheisessa verkkovaihtosuuntaajassa.

Eromuotoinen jännite kytkeytyy johdotuksen kautta ja kuvassa 4.2 on esitetty, kuinka DM-virta piirissä kiertää. DM-jännitettä voidaan suodattaa kuristimien ja kondensaattorien avulla kytkemällä ne sopivasti vaiheisiin ja niiden välille. Komponenteilla voidaan muodostaa alipäästösuodatin, joka päästää läpi halutun perustaajuisen komponentin, mutta suodattaa suuremmat taajuudet. Suuremmilla kapasitanssi- ja induktanssiarvoilla saavutetaan tehokkaampi vaimennus [27]. Komponenttien koon kasvattamisen lisäksi suodattimen vaimennuskykyä voidaan parantaa lisäämällä suodatusasteita, mutta tarvittavat lisäkomponentit kasvattavat häviöitä ja

lisäävät kustannuksia. Kuvassa 4.3 on esitetty muutamien yleisesti käytettyjen DM-suodatinrakenteiden periaatteelliset yksivaiheset sijaiskytkennät, jossa U_{conv} on vaihtosuuntaajan lähtöjännite ja U_{grid} verkon jännite. [28] Kolmivaihejärjestelmässä sama suodatinrakenne toteutetaan jokaisessa vaiheessa, jolloin kolmijohdinjärjestelmässä kondensaattorit voidaan kytkeä joko kolmioon tai tähteen. Mikäli järjestelmässä on myös nollajohdin, kondensaattorit kytketään siihen tavallisesti tähtipisteestään.



Kuva 4.3: Eromuotoisen jännitteen suodattamiseen tyypillisesti käytettyjen rakenteiden yksivaiheset sijaiskytkennät. (a) LC-suodatin, vaimennus 40 dB/dekadi b) CLC-suodatin, vaimennus 60 dB/dekadi c) LCL-suodatin, vaimennus 60 dB/dekadi d) LCLCL-suodatin, vaimennus 100 dB/dekadi.

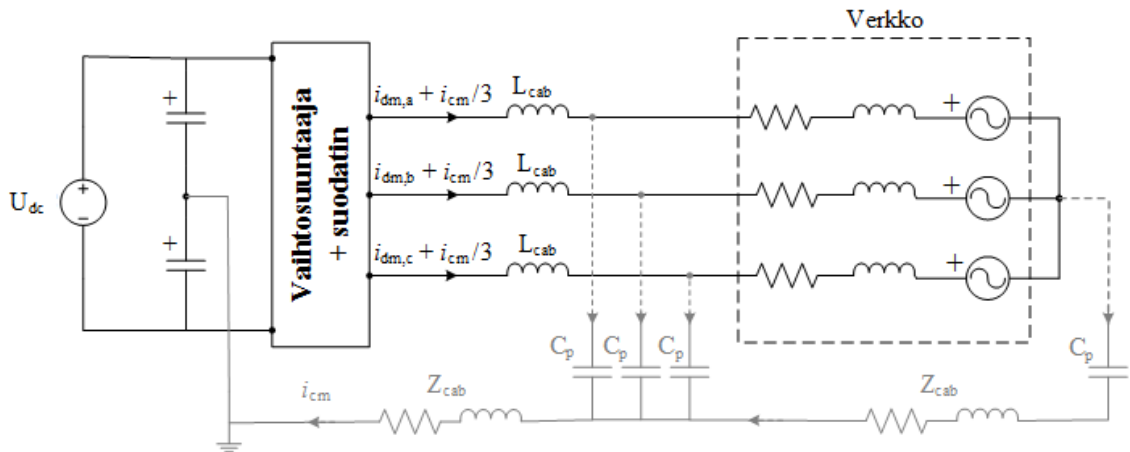
Kuvassa 4.3a) on yksinkertainen LC-suodatin, jonka vaimennuskyky on melko pieni, 40 dB/dekadi. Varsinkin suurilla tehoilla tarvittavan kuristimen koko ja hinta kasvavat suuriksi, jolloin on usein järkevämpi käyttää useampiasteista suodatusta. Kuvassa 4.3b) puolestaan on esitetty yleisesti käytetty CLC-suodatin, jonka vaimennuskyky, 60 dB/dekadi on jo parempi ja usein myös riittävä. Tätä suodatintyyppiä ei kuitenkaan voida käyttää jännitevälipiirillisen vaihtosuuntaajan kanssa, koska kondensaattoria ei saa kytkeä suoraan pulssimaisen jännitteen perään. Siten vaihtoehto sille on kuvan 4.3c) LCL-suodatin, jonka vaimennuskyky on niin ikään 60 dB/dekadi. Käyttämällä kahta kuristinta ei ole tarvetta niin suurille ja kalliille komponenteille kuin LC-suodattimessa. Lisäksi suodattimen yleisen suunnittelusäännön mukaan induktanssi tulisi asettaa pieni-impedanssisen tulon tai lähdön kanssa peräkkäin, kun taas suuri-impedanssinen tulo tai lähtö tulisi asettaa kondensaattorin kanssa peräkkäin. Muutoin impedanssien epäsopivuus heikentää suodattimen vaimennusta edellä esitetyistä ideaalisista arvoista, koska suuren impedanssin kanssa sarjassa oleva induktanssi näyttää oikosululta, kun taas kapasitanssi pienen impedanssin rinnalla näyttää avoimelta piiriltä. [28] Koska verkon impedanssi on pieni, kannattaa siis suodattimen verkonpuoleisen komponentin olla kuristin. Kuvassa 4.3d) on vielä esitetty LCLCL-suodatin, jonka vaimennuskyky on jopa 100 dB/dekadi. Siinä tarvittavien komponenttien määrä on kuitenkin jo erittäin suuri, mikä lisää suodattimen kokoa, painoa ja kustannuksia. Lisäksi moniasteisessa suodattimessa resonanssitaajuuksien lukumäärä kasvaa, mikä vielä lisää suunnittelun haastavuutta [9]. Tämä rakennevaihtoehto voisi olla järkevä ainoastaan silloin, jos moniasteinen suodatus olisi välttämätön tietyn lähtöjännitteen laadun saavuttamiseksi eikä häiriöiden syntymisen

estäminen tai pienentäminen muutoin onnistu.

Edellä esitetyistä vaihtoehdoista LCL-suodatin soveltuu tässä työssä käytettäväksi DM-suodattimeksi parhaiten. Rakenne on yleisesti käytetty, koska se vaimentaa harmoniset tehokkaasti ja on suhteellisen pienikokoinen [9] [29]. LCL-suodatin yhdessä DPWM1-menetelmällä ohjatun vaihtosuuntaajan kanssa on siten se malli, johon työssä kehitettyä DMCM-suodattavaa vaihtosuuntaajaratkaisua verrataan.

4.2 Yhteismuotoisen jännitteen suodatus

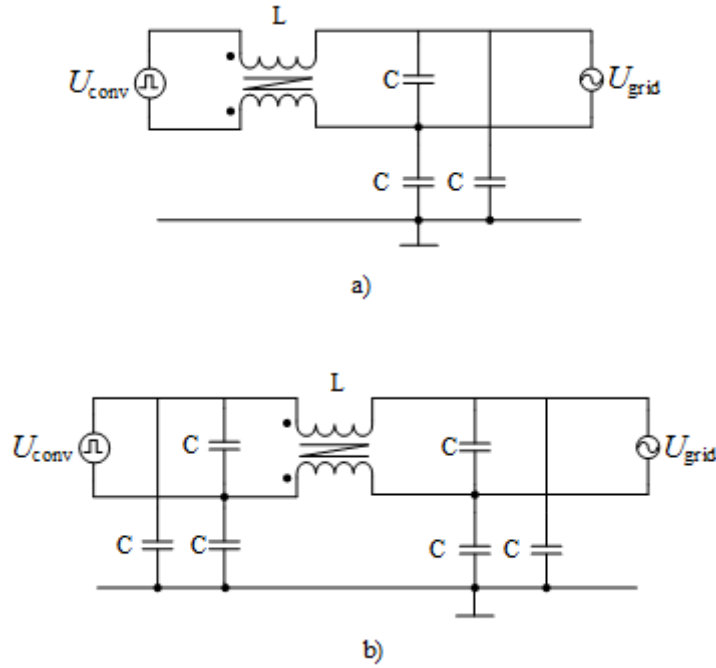
Myös vaiheen ja nollapisteen välisessä jännitteessä eli yhteismuotoisessa jännitteessä esiintyy epätoivottuja taajuuskomponentteja. Tätä jännitettä ei kuitenkaan usein suodateta, koska kun nollajohdinta ei käytetä, ei myöskään yhteismuotoinen virta pääse kulkemaan ja siten häiriö ei suoraan näy syötettävälle laitteelle. Virran CM-komponentti syntyykin jännitepulsseista toissijaisesti kapasitiivisten kytkentöjen kautta. Kuvassa 4.4 on esitetty yhteismuotoisen virran kierto kolmivaiheisessa vaihtosuuntaajapiirissä. Symmetrisessä järjestelmässä yhteismuotoinen virta kulkee jokaisessa vaiheessa samansuuruuisena samaan suuntaan ja palaa takaisin maan kautta.



Kuva 4.4: Yhteismuotoisen jännitteen kierto kolmivaiheisessa vaihtosuuntaajassa. i_{CM} on yhteismuotoinen virta, L_{cab} ja Z_{cab} kuvaavat kaapelien induktanssia ja impedanssia, ja C_p johtimen ja maan välistä kapasitanssia. Todellisuudessa verkon tähtipiste on usein maadoitettu mutta tasajännitevälipiirin keskipiste ei, jolloin hajakapasitanssit näkyvät suuntaajan puolella. Tässä työssä tehtävässä tarkastelussa tällä ei kuitenkaan ole merkitystä.

Myös yhteismuotoista jännitettä voidaan suodattaa kondensaattorien avulla, kun ne kytketään vaiheen ja nollatason väliin. Tällöin kondensaattorit näkyvät yhteismuotoiselle signaalille rinnankytkettyinä. Näin kytketyt kondensaattorit vaimentavat myös hieman eromuotoista signaalia, jolle kondensaattorit näkyvät sarjaankytkettyinä. Maadoittamattomassa kelluvassa verkossa CM-jännitteen suodattaminen tällä tavalla on kuitenkin haastavaa, koska siinä ei ole referenssitasoa, jota vasten suodatin kytketään. Kondensaattorien lisäksi CM-jännitettä voidaan suodattaa yhteismuotoisella kuristimella, jossa kaikkien vaiheiden käämitykset on tehty samansuuntaisesti

yhteisen rautasydämen ympärille. Tällainen rakenne tarjoa hyvän vaimennuksen CM-jännitteelle, kun taas DM- ja syöttövirtojen summien synnyttämät magneettikentät kumoavat toisensa lähes kokonaan, jolloin kuristin ei juurikaan vaimenna eromuotoista signaalia. [28] [30] Kuvassa 4.5 on esitetty kahden CM-jännitteen suodattamiseen yleisesti käytettyjen rakenteiden periaatteelliset yksivaiheset sijaiskytkennät. Kuvan 4.5a) LC-suodatin sisältää yhteismuotoisen kuristimen sekä vaiheen ja nollatason väliin kytketyt kondensaattorit. Kuvassa 4.5b) puolestaan vaimennuskykyä on parannettu lisäämällä edelliseen kondensaattorit myös ennen yhteismuotoista kuristinta. LCL-suodatinrakennetta ei yleensä käytetä CM-suodattimissa. [28]

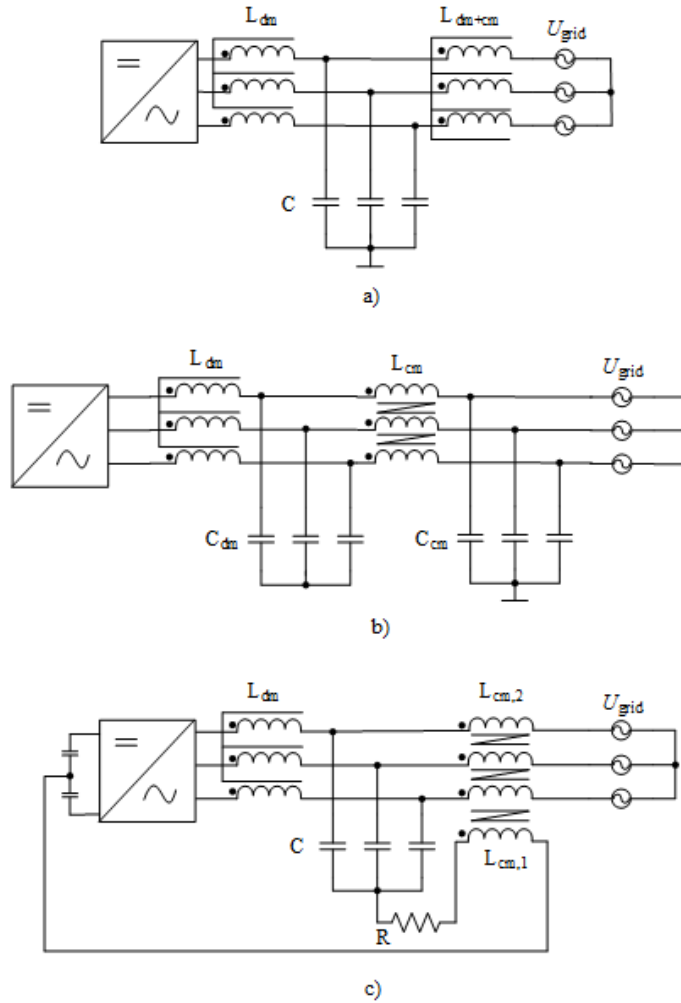


Kuva 4.5: CM-jännitteen suodattaminen a) yhteismuotoisen kuristimen L sekä vaiheiden ja maan välille kytkettyjen kondensaattorien C avulla, b) CLC-suodatinrakenteella. Kuvissa on esitetty rakenteiden yksivaiheset sijaiskytkennät.

CM-jännitettä ei työssä ole tarkoitus suodattaa erikseen, koska DM-jännitteen suodatus on aina välttämätöntä. Siten tässä ei myöskään valita CM-suodatinrakennetta, vaan seuraavaksi tutkitaan rakennevaihtoehtoja kummankin häiriökomponentin suodattamiseksi.

4.3 DMCM-suodattimen rakennevaihtoehdot

Edellä esitettiin, kuinka ero- ja yhteismuotoisia komponentteja voidaan piirissä suodattaa erikseen. Seuraavaksi tarkastellaan, millaisilla suodatinrakenteilla voidaan molempia häiriökomponentteja suodattaa samanaikaisesti. Kirjallisuudessa on esitetty useita erilaisia ratkaisuja DMCM-suodatuksen toteuttamiseksi passiivikomponenteilla [31][32][26][34][27][30]. Kuvassa 4.6 on esitetty muutamia näistä suodatinrakenteista.



Kuva 4.6: Sekä ero- että yhteismuotoisen jännitteen suodattavia rakenteita. (a) LCL-suodatin, jossa CM-jännitettä suodattavat pääasiassa vaiheiden ja maan välille kytketyt kondensaattorit [31]. b) Kahdesta LC-suodattimesta koostuva rakenne, joista ensimmäinen suodattaa pääasiassa DM-jännitettä ja jälkimmäinen CM-jännitettä [32] c) DM-jännitteen suodattava LCR-rakenne yhdistettynä CM-jännitteen suodattava yhteismuotoiseen muuntajaan [26].

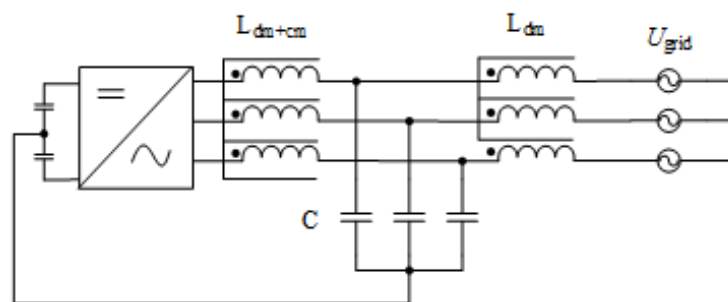
Kuvassa 4.6a) suodatus on toteutettu LCL-suodattimella, jossa niin suuntaajan kuin verkon puolella on kolmivaiheinen, pääasiassa DM-jännitettä suodattava kuristin. Kolmivaiheista DM-kuristinta käytetään vaihekohtaisten kuristimien sijaan yleisesti, koska magneettisen kytkennän kautta suuntaaja pystyy reagoimaan nopeammin kuorman muutoksiin [33]. Tässä rakenteessa CM-jännitteen suodatuksesta vastaavat pääasiassa kondensaattorit, jotka on tähtipisteestä kytketty maahan. Myös kuristin suodattaa CM-jännitettä hieman, koska yhteismuotoiselle signaalille käämitykset näkyvät rinnankytkettyinä ja siten CM-jännitettä vaimentava induktanssi on kolmasosa DM-jännitettä vaimentavasta induktanssista [28] [30]. Tämän suodatinrakenteen ongelmana on se, että kapasitanssin C arvo on rajoitettu varsin pieneksi, koska standardit määrittävät ylärajan mahdolliselle vuotovirrälle. Siten sallitut ka-

pasitanssiarvot eivät välttämättä riitä tuottamaan tarvittavaa vaimennusta [27]. CM-jännitteen suodatuskykyä on kuitenkin mahdollisuus kasvattaa käyttämällä verkon puoleisen kolmivaiheisen kuristimen L_{dm+cm} rautasydämessä useampaa, esimerkiksi neljää tai viittä haaraa kolmen sijaan, kuten kuvassakin on esitetty [31]. Myös muunlaisilla kuristinrakenteilla on mahdollista suodattaa samanaikaisesti ja tehokkaasti sekä DM- että CM-jännitettä, kuten esimerkiksi viitteessä [34] on esitetty. Pelkän kondensaattorin käyttö CM-jännitteen suodatuksessa on kuitenkin taloudellisempaa, jos tarvittava vaimennus ei ole suuri [28].

Kuvassa 4.6b) suodatus puolestaan toteutetaan LCLC-rakenteella, jossa on ensin pääasiallisesti DM-jännitettä suodattava LC-rakenne ja tämän perässä toinen, pääasiassa CM-jännitettä suodattava LC-rakenne. Tällä ratkaisulla on mahdollisuus saavuttaa hyvä suodatuskyky sekä DM- että CM-jännitteille. Yhteismuotoisen kuristimen L_{cm} käyttö mahdollistaa riittävän tehokkaan CM-jännitteen suodatuksen, jolloin kondensaattorin koon rajoittuminen vuotovirtarajan takia ei ole ongelma. Suodattimen verkon puolella komponenttina on kuitenkin kondensaattori, mikä ei ole vaimennuksen kannalta ideaalista. Lisäksi tässä ratkaisussa tarvitaan enemmän komponentteja edelliseen suodatinrakenteeseen verrattuna.

Kuvassa 4.6c) DM-jännite suodatetaan LC-suodattimella, johon on myös lisätty vastus R . Sen tarkoitus on vaimentaa suodattimen resonanssia ja siten kasvattaa järjestelmän stabiiliutta, mutta samalla se lisää suodattimen häviöitä [35]. CM-jännitteen suodatuksen käytetään ratkaisussa yhteismuotoista muuntajaa, jossa takaisinkytkentähaarassa sijaitseva $L_{cm,1}$ on ensiö ja vaiheisiin kytketyt $L_{cm,2}$ toisioita. Suodatinrakenteen ideana on, että eromuotoisten häiriöiden vaimentamisen lisäksi vastus ja kondensaattori tuottavat yhteismuotoisen muuntajan ensiövirran, jonka vaikutuksesta vaiheissa sijaitseviin toisioihin indusoituva jännite kumoaa CM-jännitteen. Tämän ratkaisun etuna on helpompi suodattimen optimointi, koska DM-jännitteen suodatus ja yhteismuotoinen muuntaja voidaan suunnitella erikseen. Ratkaisun huonoja puolia ovat DM-jännitteen pienempi vaimennus LCL-suodattimeen verrattuna, suodattimen suurempi koko ja kalliimpi hinta yhteismuotoisen muuntajan takia sekä vastuksessa syntyvät ylimääräiset häviöt muihin esitettyihin suodatinrakenteisiin verrattuna. [26] Edellä esitetyistä suodatinrakenteista on olemassa useita erilaisia variaatioita, esimerkiksi viitteissä [34][27][30] esitetyt ratkaisut. Kaikissa niissä suodattimen toimintaidea on jonkin edellä esitetyn suodatinratkaisun kaltainen ja erot syntyvät pääasiassa DM- ja CM-kuristimien erilaisesta käytöstä.

Kuvan 4.6a) ratkaisu on siis yksinkertainen, mutta riittävän mitoituksen kannalta ongelmallinen, kun taas kuvien b) ja c) suodattimissa tarvitaan enemmän komponentteja, mikä lisää kustannuksia ja häviöitä. Jotta vältetään sallitusta vuotovirrasta aiheutuva rajoitus kondensaattorien koolle, mutta hyödynnetään pääasiassa pelkkää kondensaattoria CM-jännitteen suodatuksessa, on yksinkertaisin ratkaisu yhdistää ero- ja yhteismuotoisen jännitteen suodatus tekemällä DM-suodatuksen käytetyistä LCL-rakenteesta kytkentä vaihtosuuntaajan nollatasoon kuten kuvassa 4.7 on esitetty. Tällöin CM-virta pääsee kiertämään takaisin jännitevälipiiriin, jolloin verkoon tai moottoriin siirtyvässä jännitteessä kytkentätaajuinen CM-komponentti on vaimentunut olemattomaksi [30].



Kuva 4.7: DM- ja CM-jännitteen suodatuksen yhdistäminen lisäämällä LCL-suodattimen kondensaattorien tähtipisteestä takaisinkytkentä jännitevälipiiriin keskipisteeseen.

Tämän ratkaisun idea on esitetty viitteessä [13]. Kuvassa 4.7 esitetty ratkaisu valitaan tässä työssä käytettäväksi DMCM-suodattimeksi, koska tällöin valittuun DM-suodattimeen ei tarvitse lisätä yhtään komponenttia ja rakenteella saavutetaan LCL-suodattimen vaimennus- ja kustannustehokkuus. Samaa suodatinrakennetta käytetään tässä työssä sekä kaksi- että kolmitasotopologialle.

Mikäli jännitevälipiiriin rakenteen takia ei ole mahdollista tehdä valitun suodatinrakenteen vaatimaa kytkentää suodatinkondensaattorien tähtipisteestä nollapisteeseen, voidaan takaisinkytkentä tuoda myös negatiiviseen tasajännitekiskoon [30]. Tässä työssä ei kuitenkaan tutkita tätä vaihtoehtoa tai sen vaikutuksia passiivikomponenttien virtarasituksiin, vaan oletetaan, että kytkentä on mahdollista tehdä jännitevälipiiriin keskipisteeseen.

Valitun suodattimen CM-jännitteen vaimennuskykyä voidaan kasvattaa sopivalta kuristinrakenteen suunnittelulla, kuten jo aiemmin todettiin. Erillisten DM- ja CM-kuristimien käyttö, kuten esimerkiksi kuvan 4.6b) suodatinratkaisussa, ei välttämättä ole järkevää, koska yhdistetty kuristin säästää materiaaleissa, tilavuudessa, painossa ja parantaa koko systeemin hyötysuhdetta [34]. Toisaalta kolmivaiheisissa DM-suodattimissa tyypillisesti käytettävä kolmipylväinen kuristin ei suodata yhteismuotoista jännitettä juuri lainkaan, koska sydän kyllästyy heti kun virran nollakomponentti pääsee kiertämään. Koska valitussa kuvan 4.7 suodattimessa ainakin suuntaajanpuoleisen kuristimen pitää pystyä suodattamaan molempia häiriökomponentteja, täytyy tavallisen LCL-suodattimen suuntaajanpuoleisen kuristimen rakennetta muuttaa. Helpoiten tämä onnistuu käyttämällä yksivaihekuristimia, kuten tässä työssä tehdään. Tämä ratkaisu kasvattaa yhteenlaskettua sydänkokoa, mutta toisaalta komponenttien sijoittelu laitteeseen ja jäähdytys voivat jopa helpottua. Paras lopputulos saadaan, jos myös verkon puoleinen kuristin suodattaa sekä DM-että CM-jännitettä. Tämän työn simuloinneissa myös suodattimen verkkopuolella käytetään yksivaiheisia kuristimia.

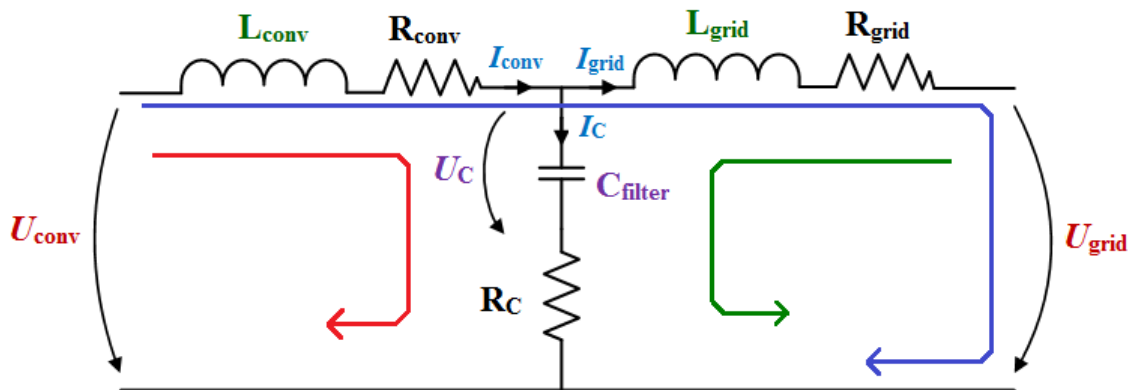
4.4 Passiivikomponenttiarvojen määrittäminen

Työssä valittiin käytettäväksi LCL-suodatin, jossa kondensaattorien tähtipisteestä tuodaan takaisinkytkentä nollapisteeseen. Tästä käytetään työssä nimitystä virtuaalimaa-kytkentä (VG). Siten tästä eteenpäin LCL-suodattimella tarkoitetaan

DM-suodatinta, kun taas VG-LCL-suodattimesta puhuttaessa tarkoitetaan DMCM-suodatinta. Molempien suodattimien komponenttiarvot ovat yhtä suuret ja ainoa muutos mitä tehdään siirryttäessä pelkästä DM-suodatuksesta DMCM-suodatukseen on virtuaalimaa-kytkennän lisääminen.

Suodatinkomponenttien arvot vaikuttavat suodattimella saavutettavaan vaimennukseen, joten passiivikomponenttien arvojen pitää olla riittävän suuria halutun jännitteenlaadun saavuttamiseksi. Toisaalta liian suuret suodatinparametrien arvot kasvattavat turhaan suodattimen kokoa, painoa ja hintaa. [29] Suodattimen optimointi ei kuitenkaan kuulu tähän työhön, vaan oleellista on tutkia kuinka yhteis-
muotoisen jännitteen suodatuksen lisääminen vaikuttaa vaihtosuuntaajan toimintaan eri modulointimenetelmillä pelkkään eromuotoiseen suodatukseen verrattuna. Siksi passiivikomponentit mitoitetaan mahdollisimman yksinkertaisesti.

Suodattimen komponenttiarvot on valittu siten, että niiden prosentuaalinen osuus induktanssin tai kapasitanssin perusarvosta halutussa toimintapisteessä vastaa suurin piirtein kaupallisten taajuusmuuttajien LCL-suodattimien arvoja. Sekä kaksi- että kolmitasoisista topologiaa tutkitaan aluksi samoissa toimintapisteissä, joten myös käytettävät suodattimet ovat samat. Kolmitasoisien vaihtosuuntaajan toimintaa tutkitaan kuitenkin myös suuremmilla jännitteen ja virran arvoilla, ja näissä toimintapisteissä käytetään prosentuaalisesti hieman pienempiä suodatinkomponentteja, koska kolmitasoisien vaihtosuuntaajan lähtöjännite on lähtökohtaisesti parempilaatuista kuin kaksitasoisella. Työhön valitun suodattimen yksivaiheinen sijaiskytkentä on esitetty kuvassa 4.8. Simulointimallia varten kaikkien suodatinkomponenttien kanssa sarjaan on lisätty pienet vastukset mallintamaan komponenttien häviöitä. Valitut passiivikomponenttien arvot on esitetty taulukossa 4.1, johon on laskettu myös suodattimen resonanssitaajuuudet.

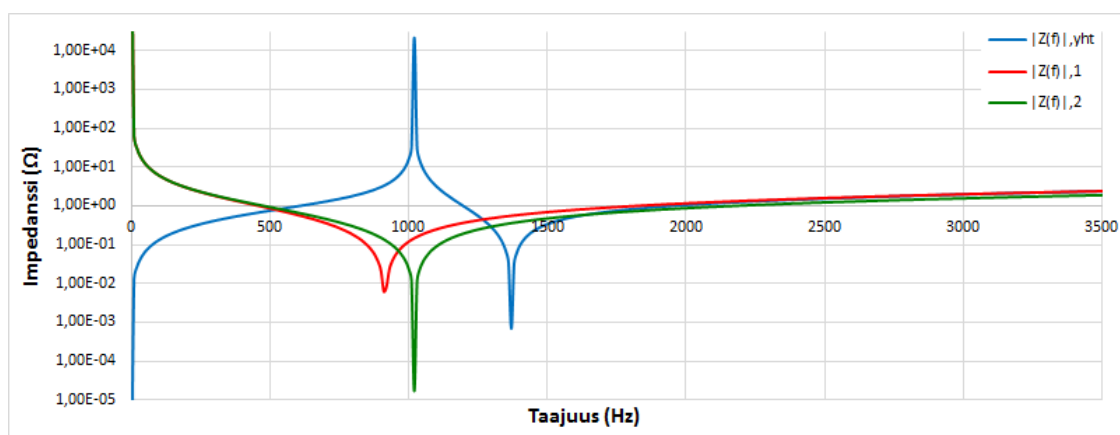


Kuva 4.8: Työhön valitun suodatinrakenteen yksivaiheinen sijaiskytkentä sekä suureiden ja komponenttien merkinnät. Passiivikomponenttien arvot ovat samat riippumatta siitä käytetäänkö virtuaalimaa-kytkentää vai ei. Kuvaan on lisäksi piirretty, kuinka suodattimen eri resonanssitaajuuudet syntyvät. Erityisesti punaisella merkitty resonanssipiiri tulee merkittäväksi virtuaalimaa-kytkentää käytettäessä.

Taulukko 4.1: Valitun suodatinrakenteen parametrit sekä resonanssitaajuuudet.

	2-L / 3-L vaihtosuuntaaja (toimintapisteet 1–4)	3-L vaihtosuuntaaja (toimintapisteet 5–8)
L_{conv}	117 μH	77 μH
C_{filter}	259 μF	212 μF
L_{grid}	94 μH	77 μH
$R_{\text{conv}}, R_{\text{grid}}, R_{\text{C}}$	1 $\text{m}\Omega$	1 $\text{m}\Omega$
f_{res1}	914,28 Hz	1245,7 Hz
f_{res2}	1020 Hz	1245,7 Hz
$f_{\text{res,yht}}$	1369,8 Hz	1761,7 Hz

Kuvassa 4.9 on esitetty toimintapisteissä 1–4 käytetyn suodattimen impedanssin taajuusvaste, kun oletetaan verkon impedanssin olevan nolla, jolloin kuorma näyttää yliaaltojen kannalta oikosululta. Kuvaa 4.8 vastaavasti sinisellä käyrällä on esitetty koko suodattimen impedanssin taajuusvaste, punaisella suuntaajanpuoleisen LC-osan impedanssin taajuusvaste ja vihreällä verkonpuoleisen LC-osan taajuusvaste, kuva 4.8. Näistä etenkin punaisella esitetty käyrä tulee merkittäväksi VG-LCL-suodatinta käytettäessä, koska virtuaalimaa-kytkentä sulkee suuntaajanpuoleisen LC-suodatinosan virtatien. Siten 914 Hz:n resonanssitaajuus on merkittävimmissä roolissa CM-jännitteen suodatuksen kannalta.



Kuva 4.9: LCL-suodattimen impedanssin taajuusvaste toimintapisteessä 1 käytetylle suodattimelle. Sinisellä käyrällä on esitetty koko suodattimen impedanssi, punaisella suuntaajanpuoleisen LC-osan impedanssi ja vihreällä verkon puoleisen LC-osan impedanssi taajuuden funktiona.

Kuvasta nähdään selkeästi suodattimen kaikki resonanssitaajuuudet, joiden jälkeen suodattimella saavutetaan tehokas 60 dB:n vaimennus dekadia kohden. Resonanssitaajuuksien kohdalla kuitenkin huomataan selvä pudotus impedanssi-tasoissa, mikä tarkoittaa sitä, että vastaavat jännitekomponentit vahvistuvat selvästi. Etenkin DPWM1-menetelmän CM-jännitteen spektrissä havaittiin useita noin 0,9–1 kHz:n

kohdalle osuvia jännitekomponentteja, joiden amplitudi kasvoi modulointi-indeksin pienetessä. Tämä ennakoi sitä, että vaikka LCL-suodatin on stabiili ja toimii hyvin kun suodatetaan pelkkää DM-jännitettä, voi virtuaalimaa-kytkennän lisäys tehdä siitä helposti epästabiilin.

Suodattimen suunnittelun peruslähtökohta resonanssiongelmien minimoimiseksi on, että resonanssitaajuudet sijoittuvat välille $10f_1 < f_{\text{res}} < 0,5f_{\text{mod}}$ eli 50 Hz:n perustaajuudella ja 4 kHz:n modulointitaajuudella välille 500–2000 Hz [29]. DM- ja CM-jännitteiden spektreistä nähdään kuitenkin, että etenkin epäjatkuvilla modulointimenetelmillä on lähes mahdotonta löytää resonanssitaajuudet, joiden lähetyville ei osuisi jokin CM- tai DM-jännitteen taajuuskomponentti. Siten edellä valittujen suodatinkomponenttiarvojen muuttamisella ei todennäköisesti ole juurikaan vaikutusta järjestelmän stabiiliuteen vaan ainoastaan vaimennuskykyyn, jonka optimointi ei tässä työssä ole tavoitteena. Sen sijaan jatkuvilla modulointimenetelmillä CM-jännitteessä on selvästi vähemmän taajuuskomponentteja suodattimen resonanssitaajuuksien lähetyvillä, joten DMCM-suodatettu järjestelmä on oletettavasti stabiilimpi jatkuvaa modulointia käytettäessä.

Seuraavaksi siirrytään simulointien avulla tarkastelemaan, kuinka oletus suodattimen stabiiliudesta jatkuvalla ja epäjatkuvalla moduloinnilla toteutuu. Suodattimen kannalta simuloinneissa myös kiinnostaa tarkastella, kuinka suodatinkomponenttien virtarasitukset muuttuvat kun virtuaalimaa-kytkentä lisätään. Lisäksi virtuaalimaa-kytkentä vaikuttaa suodattimen häviöihin, koska virtatien takia se muuttaa transistoreiden poiskytkentävirran suuruutta ja siten syntyvien häviöiden määrää [13]. Simulointien avulla tarkastellaan, kuinka merkittävä vaikutus tällä on kytkinkomponenttien häviötehoon.

5 Simuloinnit

Tässä luvussa esitetään vaihtosuuntaajalle ja suodattimelle käytetty simulointimali sekä sen avulla saadut simulointitulokset sekä LCL-suodatinta että VG-LCL-suodatinta käytettäessä. Ensin käsitellään kaksitasoista topologiaa sekä jatkuvalla että epäjatkevalla moduloinnilla, jonka jälkeen tarkastellaan kolmitasovaihtosuuntaajalla saatuja tuloksia. Tulosten esittäminen on jaettu kolmeen osaan: yhteismuotoisen jännitteen käyttäytyminen, passiivikomponenttien virtarasitukset sekä häviöiden tarkastelu.

5.1 Simulointimallin määrittely

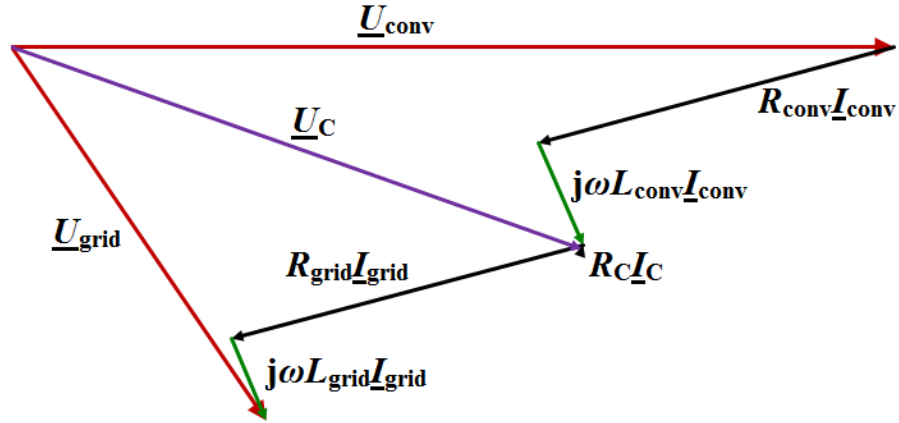
Simuloinnit toteutettiin Simplorer-ohjelmalla, jossa rakennettiin kuvien 3.23 ja 3.32 mukaiset mallit kaksi- ja kolmitasotopologioille. Kytkinten ohjaus toteutettiin dataparien avulla, jossa arvot vaiheiden kytkentätiloille saatiin aiemmin modulointimenetelmiä tarkasteltaessa luodusta Excel-mallista. Häviöiden tarkasteluun käytettiin diplomityössä [7] Simplorer-ympäristöön kehitettyä häviölaskuria.

Simuloinneissa haluttiin pääasiassa mallintaa suuntaajan toimintaa verkossa, joten kuormana käytettiin jännitelähteitä halutulla verkkojännitteellä. Tämä jännite on hieman pienempi kuin aiemmin häviölaskennassa käytetyt arvot, koska suodattimen yli vaikuttaa pieni jännitehäviö. Halutun jännitteen ja virran amplitudit on määritelty työn toimeksiantajan puolesta, mutta tarvittava lähtöjännitteen vaihekulma täytyi ratkaista edellisen luvun lopussa esitetyn sijaiskytkennän avulla, kuva 4.8. Tehokerroin haluttiin lähelle maksimia, joten lähtöjännitteen ja -virran väliseksi vaihekulmaksi asetettiin $8,11^\circ$, jolloin tehokerroin $\cos 8,11^\circ = 0,99$. Vaihtosuuntaajan kytkinohjeet tehtiin siten, että suuntaajan lähtöjännitteen U_{conv} vaihekulma on nolla.

Lisäksi pienellä modulointi-indeksillä $m = 0,2$ haluttiin kokeilla simulointimallin toimintaa moottoria syöttävänä vaihtosuuntaajana. Myös näissä toimintapisteissä 4 ja 8 kuormana käytettiin jännitelähdettä mallintamaan moottorin vastasähkömotorista voimaa. Lähtövirran haluttiin olevan nimellisarvon suuruinen, jolloin kuvan 4.8 sijaiskytkennästä ratkaistiin tarvittava jännitteen amplitudi ja vaihekulma, kun tasajännitteen suuruus oli tiedossa (taulukot 3.9 ja 3.13).

Kuvaan 5.1 on piirretty kuvan 4.8 sijaiskytkennän perusteella muodostettu jännitteen vektoridiagrammi. Kuvan tarkoitus on havainnollistaa jännitevektorin muuttumista suodattimen vaikutuksesta. Kuvan piirtämiseen käytetyt lukuarvot eivät kuitenkaan vastaa työssä käytettyjä simulointimalleja vaan ne on valittu sitten, että kuva olisi mahdollisimman havainnollinen. Esimerkiksi resistanssiarvot ovat todellisuudessa erittäin pienet, ja lähtöjännitteen ja -virran välisestä kulmasta havaitaan tehokertoimen olevan esitetyn vektoridiagrammin tapauksessa vain noin $0,5$ eli selvästi pienempi kuin simuloinneissa käytetty.

Taulukkoon 5.1 on vielä koottu uudestaan simulointien eri toimintapisteissä käytetyt lukuarvot nyt kun myös suodattimen arvot on määritetty ja otettu laskennassa huomioon.



Kuva 5.1: Jännitteen vektoridiagrammi kuvan 4.8 piirille. Vektorien suhteelliset pituudet ja kulmat eivät vastaa työn simulointimallia, vaan kuvan tarkoituksena on havainnollistaa jännitteen muuttumista suodattimen vaikutuksesta.

Taulukko 5.1: Simuloinneissa käytetyt toimintapisteet. Kaikissa tapauksissa lähtötaajuus on 50 Hz ja modulointitaajuus 4 kHz. Paremmiin kaksitasovaihtosuuntaajalle soveltuvat toimintapisteet 1–4 on korostettu vihreällä, kun taas kolmitasoisien vaihtosuuntaajan todellista mitoitus- tai paremmiin vastaavat toimintapisteet 5–8 on korostettu sinisellä.

t.p.	m	$U_g \angle \phi_{ug}$	$I_g \angle \phi_{ig}$	U_{dc}
1	1,153	690 V $\angle -4,998^\circ$	540 A $\angle -13,108^\circ$	993 V
2	1	690 V $\angle -4,998^\circ$	540 A $\angle -13,108^\circ$	1145 V
3	0,8	690 V $\angle -4,998^\circ$	540 A $\angle -13,108^\circ$	1431 V
4	0,2	94,9 V $\angle -30,12^\circ$	540 A $\angle -38,23^\circ$	993 V
5	1,095	990 V $\angle -4,467^\circ$	950 A $\angle -12,577^\circ$	1500 V
6	1	990 V $\angle -4,467^\circ$	950 A $\angle -12,577^\circ$	1643 V
7	0,8	990 V $\angle -4,467^\circ$	950 A $\angle -12,577^\circ$	2053 V
8	0,2	152 V $\angle -25,22^\circ$	950 A $\angle -33,33^\circ$	1500 V

5.2 Tulokset

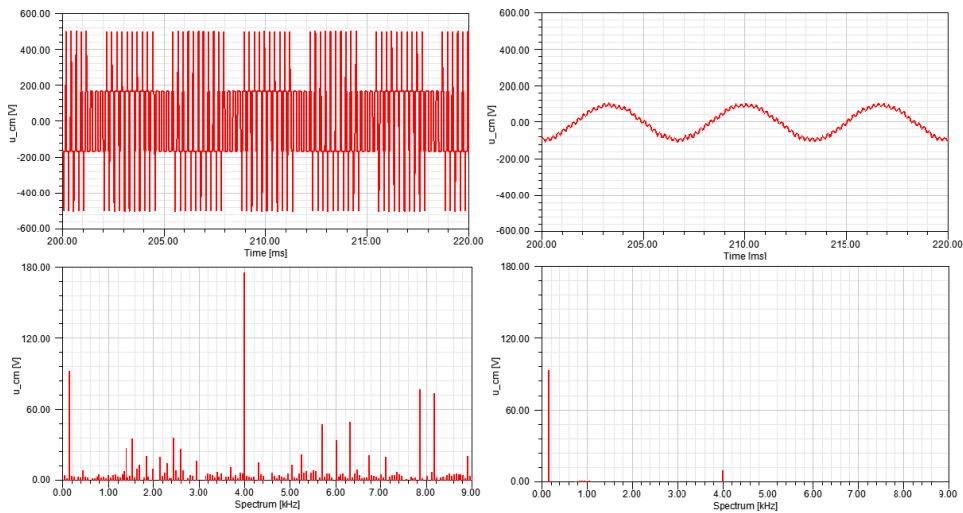
Seuraavaksi esitellään simuloinneilla saadut tulokset ensin kaksitasoiselle ja sitten kolmitasoiselle vaihtosuuntaajalle. Ensin tarkastellaan kuinka suodatus vaikuttaa yhteismuotoisen jännitteen käyttäytymiseen. Tämän jälkeen tutkitaan millainen vaikutus virtuaalimaa-kytkennän lisäämisellä on passiivikomponenttien virtarasi-tuksiin. Lopuksi simulointimallilla tarkastellaan millainen vaikutus CM-jännitteen suodatuksen lisäämisellä on kytkinkomponenttien häviötehoon.

5.2.1 Yhteismuotoinen jännite 2-L vaihtosuuntaajassa

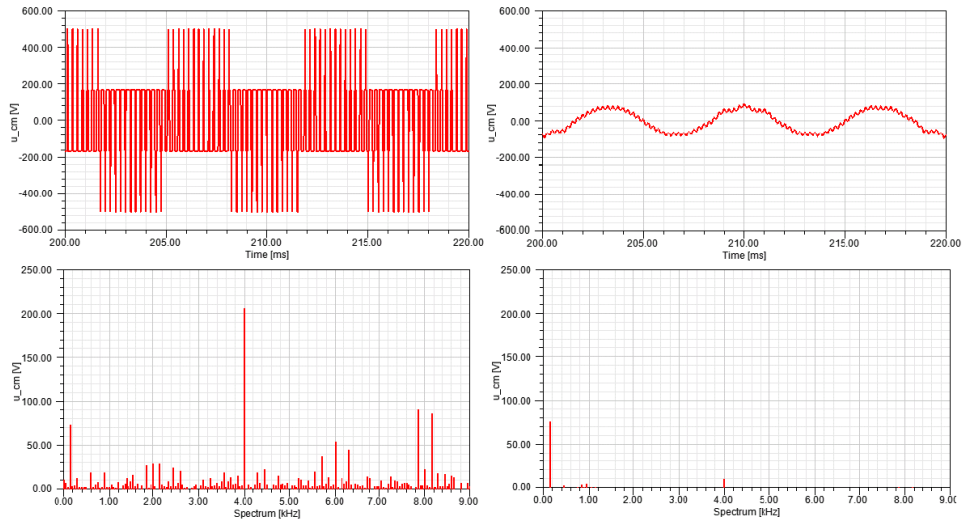
Toimintapiste 1

Kuvassa 5.2 vasemmalla on esitetty jatkuvan THIPWM-modulointimenetelmän CM-jännitteen käyrämuoto ja spektri LCL-suodatinta käytettäessä, ja oikealla tulokset virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen jälkeen toimintapisteessä 1, jossa siis $m = 1,153$. Vasemmanpuoleiset kuvat vastaavat odotetusti aiemmin luvussa 3.3 esitettyjä kuvia, koska LCL-suodatin ei vaimenna CM-jännitettä käytännössä lainkaan. Kuvasta havaitaan, että virtuaalimaa-kytkennän lisääminen vaimentaa CM-jännitteen tehokkaasti, jolloin jäljelle jää käytännössä ainoastaan perustaajuuden kolmannen yliaallon komponentti. Myös modulointitaajuuden 4 kHz:n komponenttia on vielä hieman jäljellä, mutta sen suuruus on niin pieni, ettei se todennäköisesti aiheuta enää häiriöitä. Tarvittaessa suodattimen huolellisemmalla suunnittelulla taajuuskomponentti voidaan vaimentaa kokonaan.

Kuvassa 5.3 on esitetty vastaavat tulokset epäjatkuvalle DPWM1-modulointimenetelmälle toimintapisteessä 1. Kuvasta nähdään, että myös epäjatkovaa modulointitapaa käytettäessä virtuaalimaa-kytkennän lisäys vaimentaa CM-jännitteen suuret taajuuskomponentit tehokkaasti eikä suodattimen ja CM-jännitteen resonanssia ole havaittavissa.



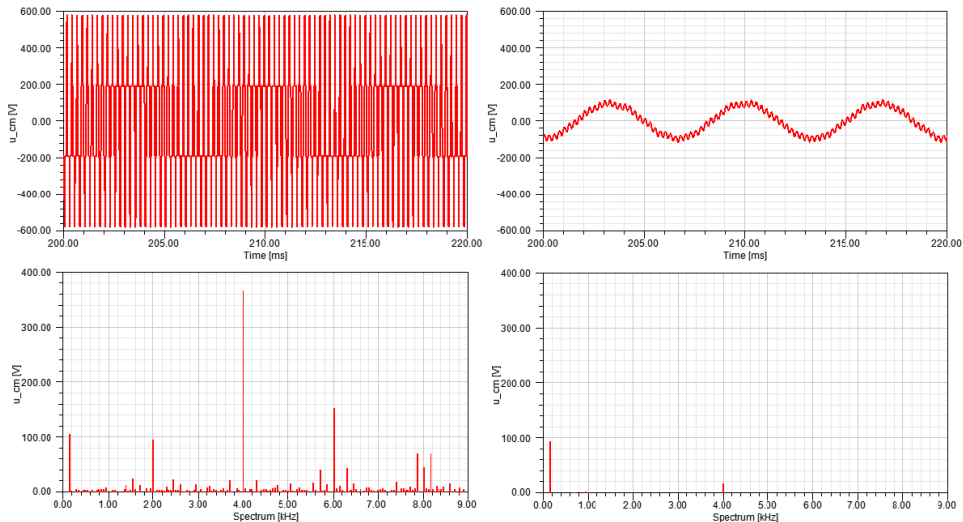
Kuva 5.2: Yhteismuotoisen jännitteen käyrämuoto ja spektri toimintapisteessä 1 modulointitavalla THIPWM. Modulointi-indeksi on $m = 1,153$. Vasemmalla tulokset LCL-suodatinta käytettäessä ja oikealla tulokset virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen jälkeen.



Kuva 5.3: Yhteismuotoisen jännitteen käyrämuoto ja spektri toimintapisteessä 1 modulointitavalla DPWM1. Modulointi-indeksi on $m = 1,153$. Vasemmalla tulokset käytettäessä tavallista LCL-suodatinta ja oikealla tulokset virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen jälkeen.

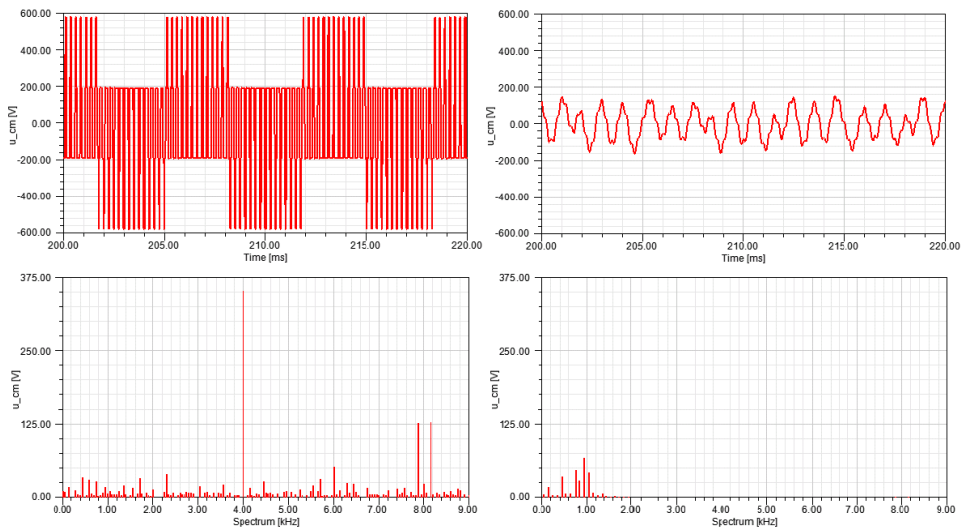
Toimintapiste 2

Toimintapisteessä 2 modulointi-indeksi $m = 1$ ja siinä CM-jännitteen käyrämuoto ja spektri jatkuvalla moduloinnilla on esitetty kuvassa 5.4 jälleen siten, että vasemmalla on käytetty LCL-suodatinta ja oikealla VG-LCL-suodatinta. Voidaan havaita, että vaikka suodattamattoman CM-jännitteen taajuuskomponentit ovat suurempia kuin toimintapisteessä 1, niin suodatus toimii tehokkaasti ja vaimennettu CM-jännite on lähes identtinen toimintapisteen 1 suodatetun CM-jännitteen kanssa.



Kuva 5.4: Yhteismuotoisen jännitteen käyrämuoto ja spektri toimintapisteessä 2 modulointitavalla THIPWM. Modulointi-indeksi on $m = 1$. Vasemmalla tulokset käytettäessä tavallista LCL-suodatinta ja oikealla tulokset virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen jälkeen.

Kuvassa 5.5 on puolestaan esitetty CM-jännitteen käyrämuodot ja spektrit epäjatkuvalle moduloinnilla toimintapisteessä 2. Huomataan, että vaikka vielä toimintapisteessä 1 CM-jännitteen suodattaminen onnistui hyvin, niin pienennettäessä modulointi-indeksiä näinkin vähän, alkaa suodatin resonoimaan CM-jännitteen kanssa. Tämä näkyy selvästi kuvan 5.5 oikean puoleisesta käyrämuodosta, jossa havaitaan resonanssitaajuuksista värähtelyä. Sen spektristä havaitaan, että suodattimen resonanssitaajuuksien lähellä olevat jännitekomponentit ovat vahvistuneet verrattuna pelkkään LCL-suodatettuun tilanteeseen. Tämä johtuu suodattimen pienemmästä impedanssista resonanssitaajuuksien ympärillä, kuten aiemmin kuvassa 4.9 esitetystä taajuusvasteesta havaittiin.

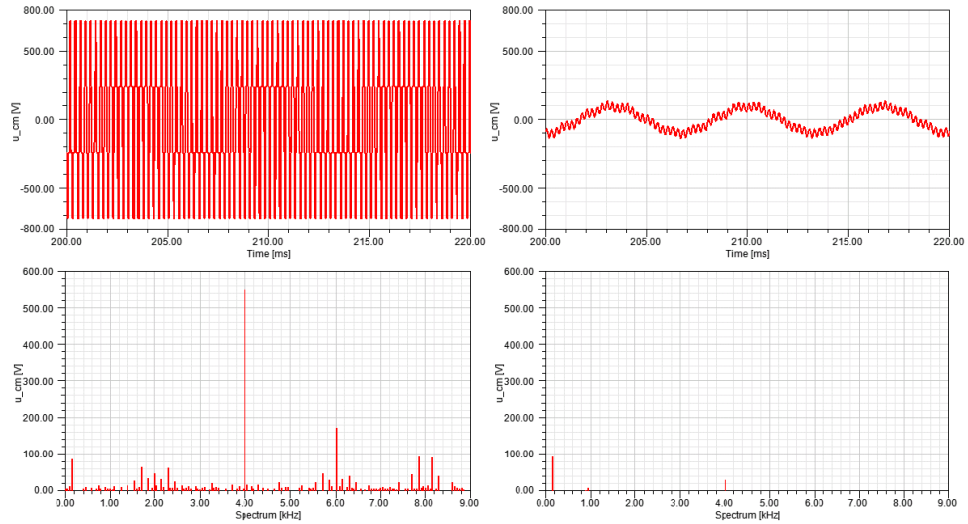


Kuva 5.5: Yhteismuotoisen jännitteen käyrämuoto ja spektri toimintapisteessä 2 modulointitavalla DPWM1. Modulointi-indeksi on $m = 1$. Vasemmalla tulokset käytettäessä tavallista LCL-suodatinta ja oikealla tulokset virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen jälkeen.

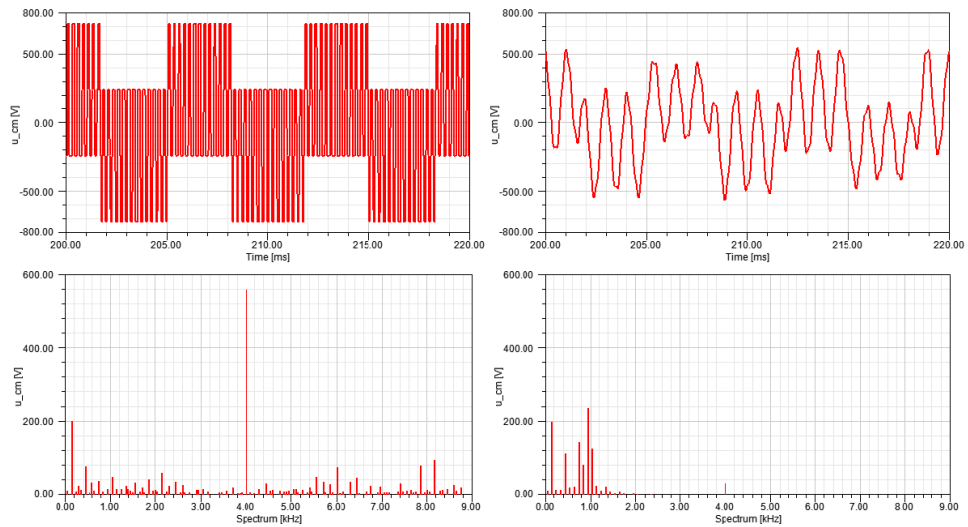
Toimintapiste 3

Toimintapisteessä 3 modulointi-indeksiä on vielä hieman pienennetty edellisestä ja nyt $m = 0,8$. Tätä pienempiä arvoja ei tavallisesti verkkovaihtosuuntaajassa tarvita. Kuvassa 5.6 on esitetty CM-jännitteen käyttäytyminen tässä toimintapisteessä jatkuvalle moduloinnilla. Voidaan todeta, että käytettäessä THIPWM-modulointimenetelmää, ei modulointi-indeksillä ole suurta vaikutusta suodattimen stabiiliuteen vaan CM-jännite voidaan vaimentaa tehokkaasti virtuaalimaa-kytkentä lisäämällä.

Sen sijaan epäjatkuvalle moduloinnilla virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen jälkeen CM-jännitteen ja suodattimen resonanssi pahenee edelleen siirryttäessä toimintapisteestä 2 toimintapisteeseen 3 ja CM-jännitteen noin 1 kHz:n ympärillä näkyvät taajuuskomponentit ovat jo merkittävän suuria, kuten kuvasta 5.7 havaitaan. Myös CM-jännitteen aikatason käyttäytymisestä nähdään resonanssitaajuiset komponentit ja huomataan, että vaimennus vasemmanpuoleiseen kuvaan verrattuna ei amplitudin osalta ole enää kovin suuri.



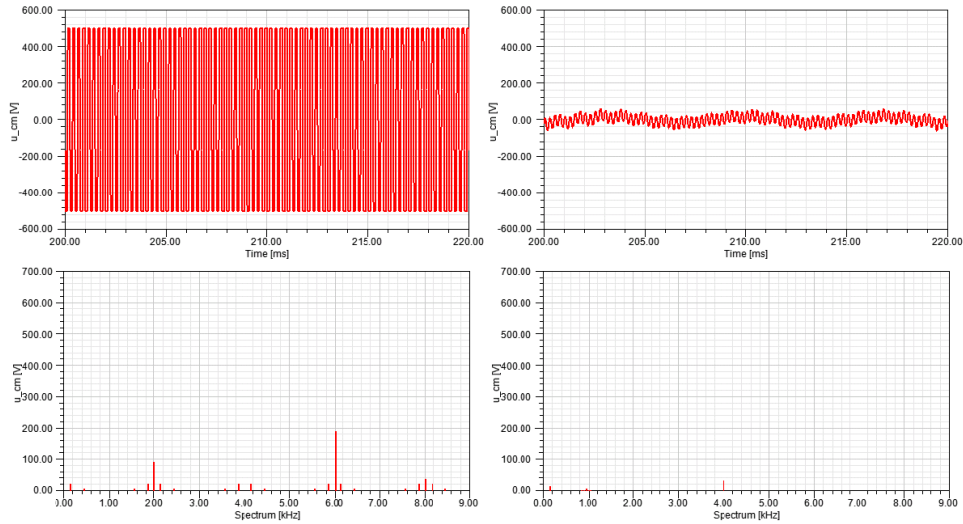
Kuva 5.6: Yhteismuotoisen jännitteen käyrämuoto ja spektri toimintapisteessä 3 modulointitavalla THIPWM. Modulointi-indeksi on $m = 0,8$. Vasemmalla tulokset käytettäessä tavallista LCL-suodatinta ja oikealla tulokset virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen jälkeen.



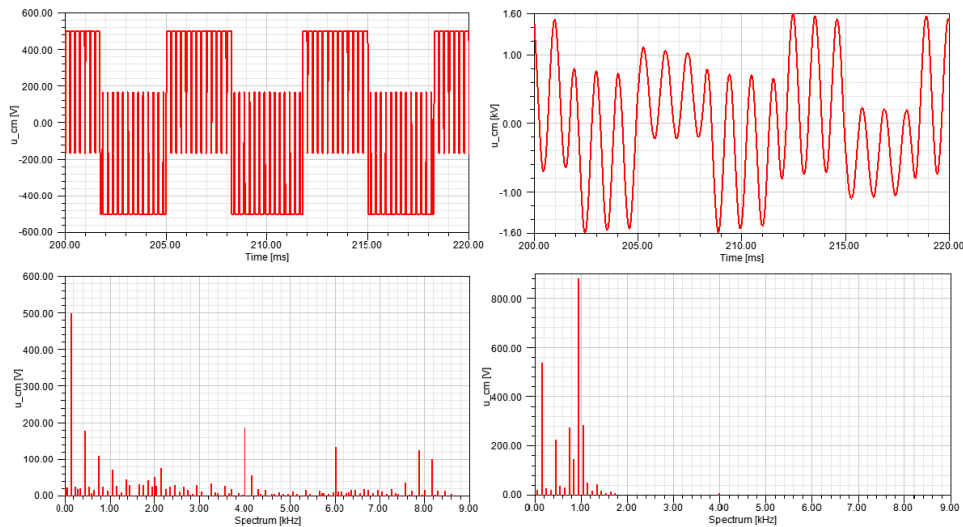
Kuva 5.7: Yhteismuotoisen jännitteen käyrämuoto ja spektri toimintapisteessä 3 modulointitavalla DPWM1. Modulointi-indeksi on $m = 0,8$. Vasemmalla tulokset käytettäessä tavallista LCL-suodatinta ja oikealla tulokset virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen jälkeen.

Toimintapiste 4

CM-jännitettä tarkastellaan lopuksi vielä modulointi-indeksin arvolla $m = 0,2$, jotta saadaan käsitys siitä, olisiko VG-LCL-suodattimen käyttö mahdollista myös moottoria syöttävässä vaihtosuuntaajassa. Kuvassa 5.8 on esitetty CM-jännitteen käyrämuodot ja spektrit jatkuvalle moduloinnille ja kuvassa 5.9 epäjatkuvalle moduloinnille.



Kuva 5.8: Yhteismuotoisen jännitteen käyrämuoto ja spektri toimintapisteessä 4 modulointitavalla THIPWM. Modulointi-indeksi on $m = 0,2$. Vasemmalla tulokset käytettäessä tavallista LCL-suodatinta ja oikealla tulokset virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen jälkeen.

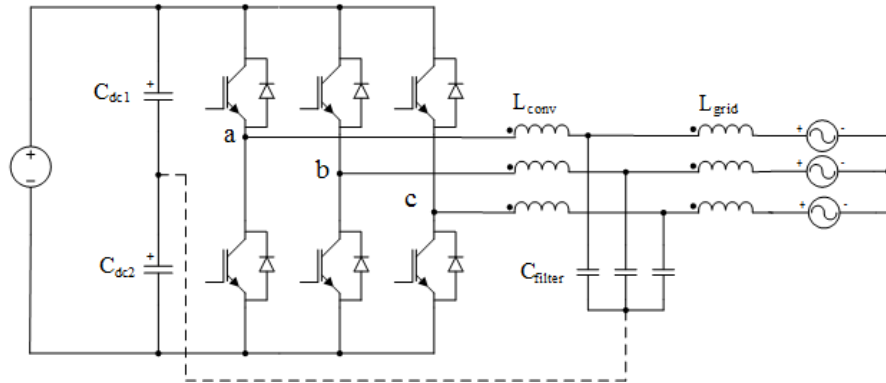


Kuva 5.9: Yhteismuotoisen jännitteen käyrämuoto ja spektri toimintapisteessä 4 modulointitavalla DPWM1. Modulointi-indeksi on $m = 0,2$. Vasemmalla tulokset käytettäessä tavallista LCL-suodatinta ja oikealla tulokset virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen jälkeen.

Kuvien perusteella virtuaalimaa-kytkennän käyttö ei THIPWM-menetelmällä ole mikään ongelma vaan CM-jännitteen suodatus voidaan tällä ratkaisulla toteuttaa tehokkaasti. Sen sijaan käytettäessä modulointitapaa DPWM1, virtuaalimaa-kytkennän lisääminen aiheuttaa hallitsemattoman resonanssin suodattimessa, joten epäjatkuva modulointi ei missään nimessä sovellu käytettäväksi VG-LCL-suodattimen kanssa moottoripuolella.

5.2.2 Passiivikomponenttien virtarasitukset 2-L vaihtosuuntaajassa

CM-jännitteen käyttäytymisen tarkastelu osoitti, että epäjatkuvalle moduloinnilla toimittaessa vähänkin modulointi-indeksin maksimiarvoa pienemmillä alueilla, alkaa suodatin resonoimaan CM-jännitteen kanssa. Ilmiö voimistuu aina pienemmille modulointi-indeksin arvoille siirryttäessä, koska suodattimen resonanssitaajuuudet pysyvät samana, mutta niiden lähelle osuvien CM-jännitekomponenttien suuruudet kasvavat pienemmillä $m:n$ arvoilla kasvattaen siten herätettä ja voimistaen resonanssia. Seuraavaksi tarkastellaan kuinka VG-LCL-suodattimen käyttö vaikuttaa passiivikomponenttien virtarasituksiin verrattuna LCL-suodattimen käyttöön. Tarkasteluun on valittu suodattimen a-vaiheen komponentit, suuntaajanpuoleinen kuristin L_{conv} , verkon puoleinen kuristin L_{grid} sekä kondensaattori C_{filter} . Lisäksi tarkastellaan millainen vaikutus virtuaalimaa-kytkennän lisäämisellä on jännitevälipiirin kondensaattorin C_{dc1} virtarasituksiin. Tarkasteltu kaksitasoinen vaihtosuuntaajarakenne on esitetty kuvassa 5.10.



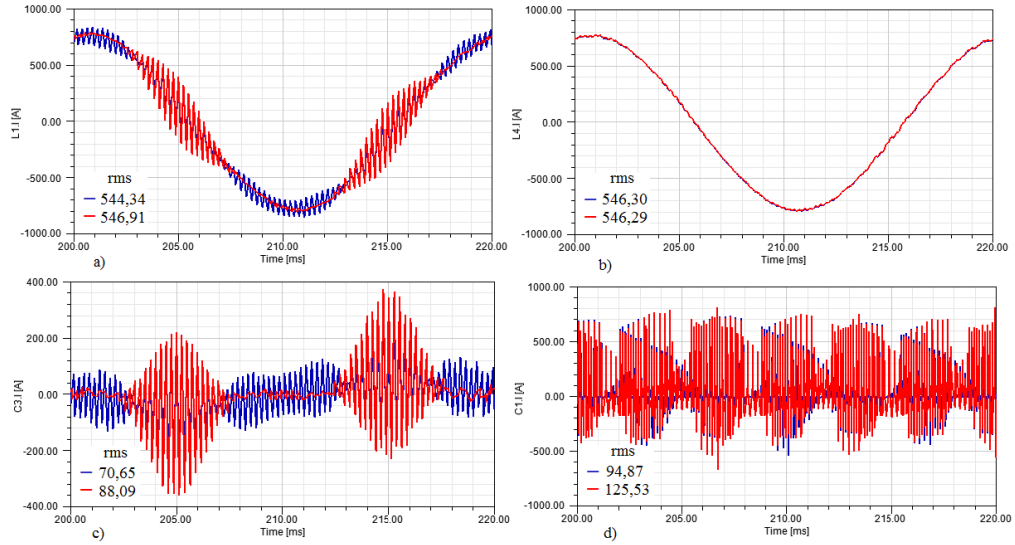
Kuva 5.10: Simuloinneissa tarkasteltu kaksitasoinen vaihtosuuntaajarakenne. Katkoviivalla merkittyä virtuaalimaa-kytkentää käytetään silloin, kun halutaan suodattaa eromuotoisen jännitteen lisäksi myös yhteismuotoinen jännite.

Toimintapiste 1

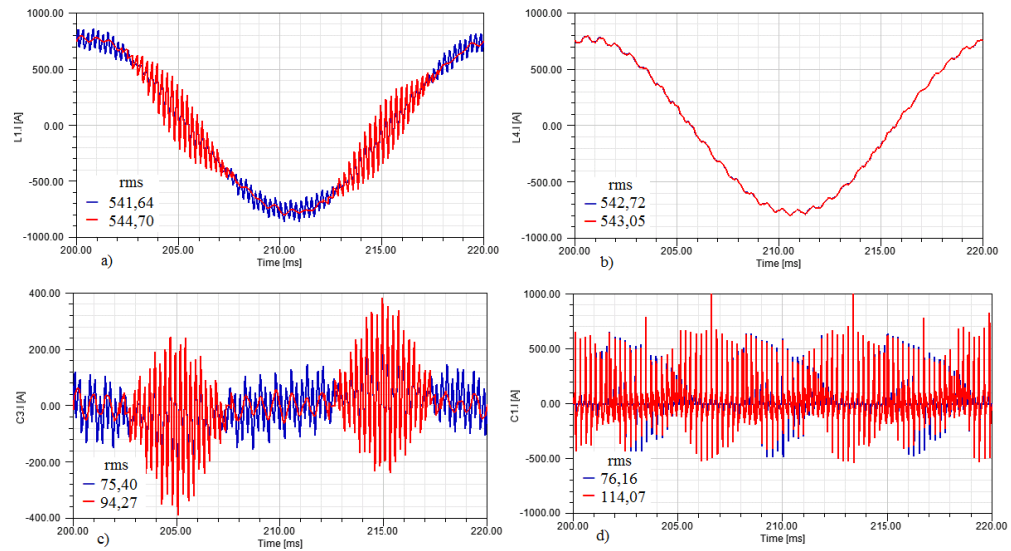
Kuvassa 5.11 on esitetty vaihtosuuntaajan passiivikomponenttien virtarasitukset jatkuvalla moduloinnilla toimintapisteessä 1. Sininen käyrä osoittaa komponentin virran tavallista LCL-suodatinta käytettäessä ja punaisella näkyy virta virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen jälkeen. Kuvassa a) on esitetty suuntaajan puoleisen kuristimen L_{conv} virta, kuvassa b) verkon puoleisen kuristimen L_{grid} virta, kuvassa c) suodatin-kondensaattorin C_{filter} virta ja kuvassa d) jännitevälipiirikondensaattorin C_{dc1} virta. Virtojen rms-arvoista nähdään, että virtuaalimaa-kytkennän lisäys vaikuttaa kaikkien muiden paitsi verkon puoleisen kuristimen virtarasituksiin. Suuntaajan puoleisessa kuristimessa vaikutus on prosentuaalisesti hyvin pieni, mutta kondensaattorien osalta virtarasituksen lisäys on jo noin 20–30 %.

Virtarasitukset epäjatkuvaa modulointia käytettäessä on esitetty vastaavalla tavalla kuvassa 5.12. Siitä havaitaan, että käyttäytyminen on hyvin samankaltaista jatkuvan moduloinnin kanssa, mikä olikin odotettavaa edellä tehdyn CM-jännitetarkastelun

perusteella. Toisaalta voidaan myös olettaa, että tilanne muuttuu merkittävästi kun siirrytään tarkastelemaan virtarasituksia muissa toimintapisteissä.



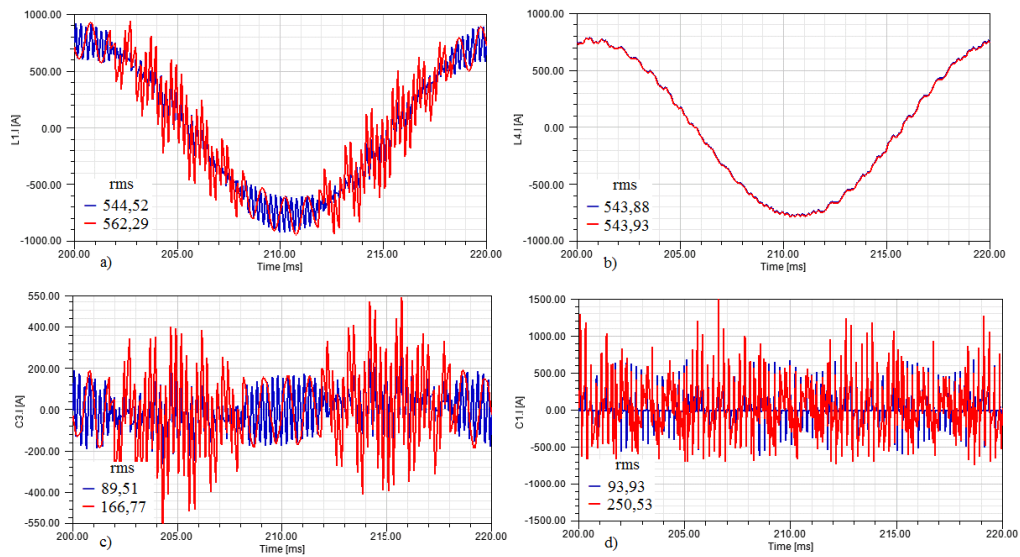
Kuva 5.11: Passiivikomponenttien virtarasitukset toimintapisteessä 1 modulointimenetelmällä THIPWM. Modulointi-indeksi on $m = 1,153$. Sinisellä on esitetty virta tavallisella LCL-suodattimella ja punaisella virta VG-LCL-suodattimella. Tarkasteltavat komponentit ovat a) suuntaajanpuoleinen kuristin b) verkon puoleinen kuristin c) suodatinkondensaattori ja d) jännitevälipiirikondensaattori. Kuvissa on myös esitetty virtojen rms-arvot laskettuna kuvassa näkyvän yhden perusjakson ajalta.



Kuva 5.12: Passiivikomponenttien virtarasitukset toimintapisteessä 1 modulointimenetelmällä DPWM1. Modulointi-indeksi on $m = 1,153$. Sinisellä on esitetty virta tavallisella LCL-suodattimella ja punaisella virta VG-LCL-suodattimella. Tarkasteltavat komponentit ovat a) L_{conv} b) L_{grid} c) C_{filter} d) C_{dc1} . Kuvissa on myös esitetty virtojen rms-arvot laskettuna kuvassa näkyvän yhden perusjakson ajalta.

Toimintapiste 2

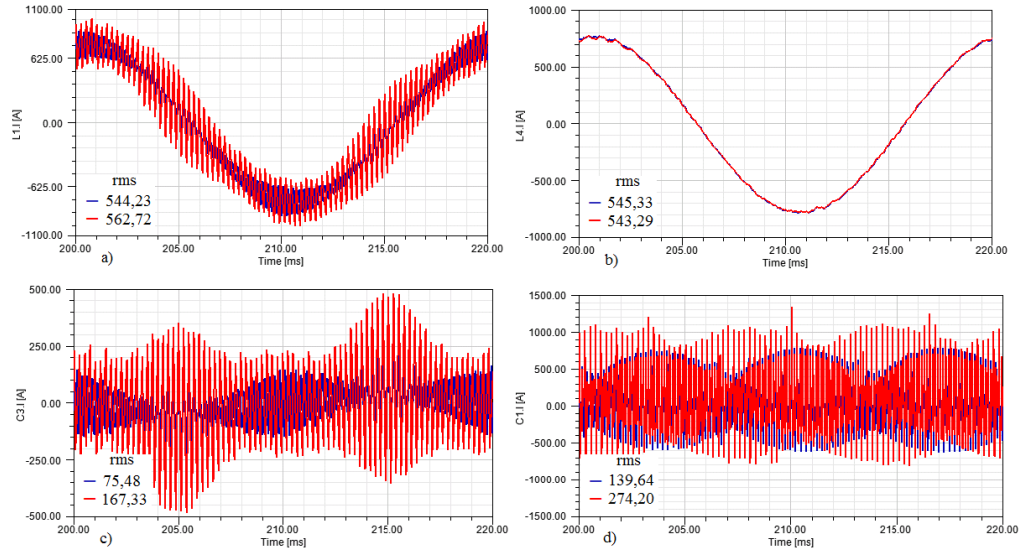
Toimintapisteessä 2 jatkuvalla moduloinnilla passiivikomponenttien virtakäyrät ovat hyvin samanlaiset kuin edellisessä toimintapisteessä ja virtarasitukset virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen myötä kasvavat prosentuaalisesti vain hieman. Epäjatkuvalla moduloinnilla toimintapisteen vaihto sen sijaan vaikuttaa virtakäyriin merkittävästi, kuten kuvasta 5.13 havaitaan. Kuvista on selkeästi nähtävissä virran resonoituminen silloin, kun vaihe on ohjattuna 60° :een ajaksi toiseen tasajännitepotentiaaleista. Prosentuaalisesti etenkin kondensaattorien virtarasituksesta kasvavat merkittävästi. Molemmilla modulointitavoilla virtuaalimaa-kytkennän lisäämisellä ei kuitenkaan ole käytännössä vaikutusta verkon puoleisen kuristimen virtarasitukseen.



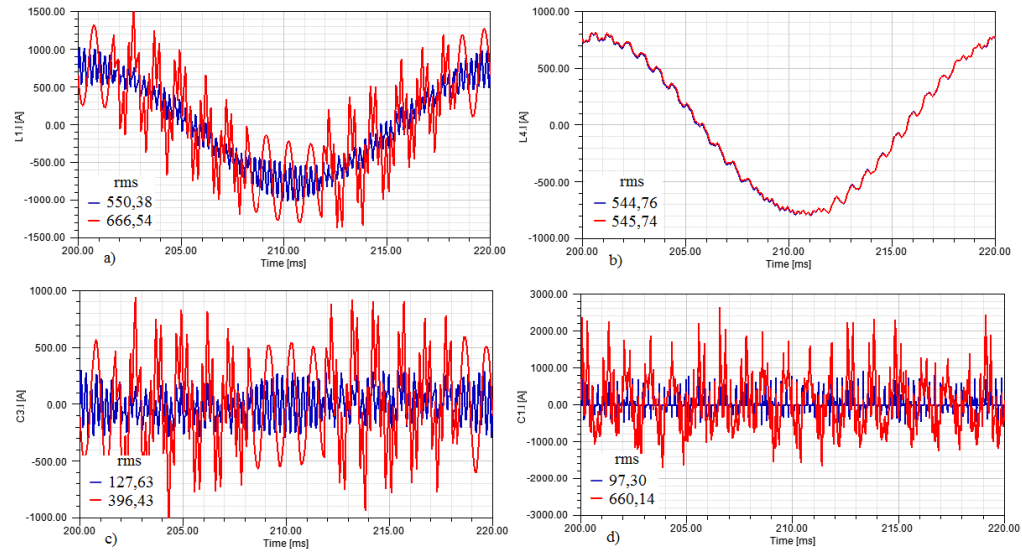
Kuva 5.13: Passiivikomponenttien virtarasitukset toimintapisteessä 2 modulointimenetelmällä DPWM1. Modulointi-indeksi on $m = 1$. Sinisellä on esitetty virta tavallisella LCL-suodattimella ja punaisella virta VG-LCL-suodattimella. Tarkasteltavat komponentit ovat a) L_{conv} b) L_{grid} c) C_{filter} d) C_{dc1} . Kuvissa on myös esitetty virtojen rms-arvot laskettuna kuvassa näkyvän yhden perusjakson ajalta.

Toimintapiste 3

Virtarasituksia tarkasteltiin myös toimintapisteessä 3 sekä jatkuvalla moduloinnille, kuva 5.14, että epäjatkuvalla moduloinnille, kuva 5.15. Kuten jo suodatetun CM-jännitteen spektrin perusteella voitiin olettaa, DPWM1 menetelmällä passiivikomponenttien virtarasitukset verkon puoleista kuristinta lukuun ottamatta kasvavat jo käytännössä hallitsemattomiksi, koska kondensaattorien virtakestoisuuden täytyisi olla jo moninkertainen pelkkään DM-suodatustilanteeseen verrattuna. Lisäksi suodattimen ja CM-jännitteen resonanssi näkyy L_{conv} ja C_{filter} komponenteissa todella voimakkaasti rasittaen ja jopa vaurioittaen niitä. Tässä toimintapisteessä myös THIPWM-modulointimenetelmällä virtarasituksen kasvu on jo erittäin merkittävää, mutta virtakäyrät ovat kuitenkin hallittavissa koska resonanssia ei ole havaittavissa.



Kuva 5.14: Passiivikomponenttien virtarasitukset toimintapisteessä 3 modulointimenetelmällä THIPWM. Modulointi-indeksi on $m = 0,8$. Sinisellä on esitetty virta tavallisella LCL-suodattimella ja punaisella virta VG-LCL-suodattimella. Tarkasteltavat komponentit ovat a) L_{conv} b) L_{grid} c) C_{filter} d) C_{dc1} . Kuvissa on myös esitetty virtojen rms-arvot laskettuna kuvassa näkyvän yhden perusjakson ajalta.

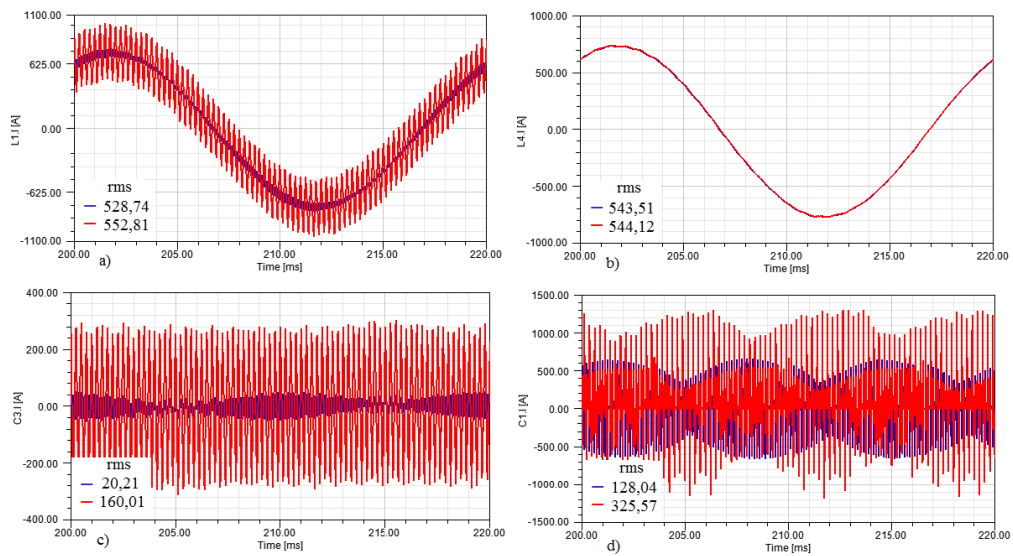


Kuva 5.15: Passiivikomponenttien virtarasitukset toimintapisteessä 3 modulointimenetelmällä DPWM1. Modulointi-indeksi on $m = 0,8$. Sinisellä on esitetty virta tavallisella LCL-suodattimella ja punaisella virta VG-LCL-suodattimella. Tarkasteltavat komponentit ovat a) L_{conv} b) L_{grid} c) C_{filter} d) C_{dc1} . Kuvissa on myös esitetty virtojen rms-arvot laskettuna kuvassa näkyvän yhden perusjakson ajalta.

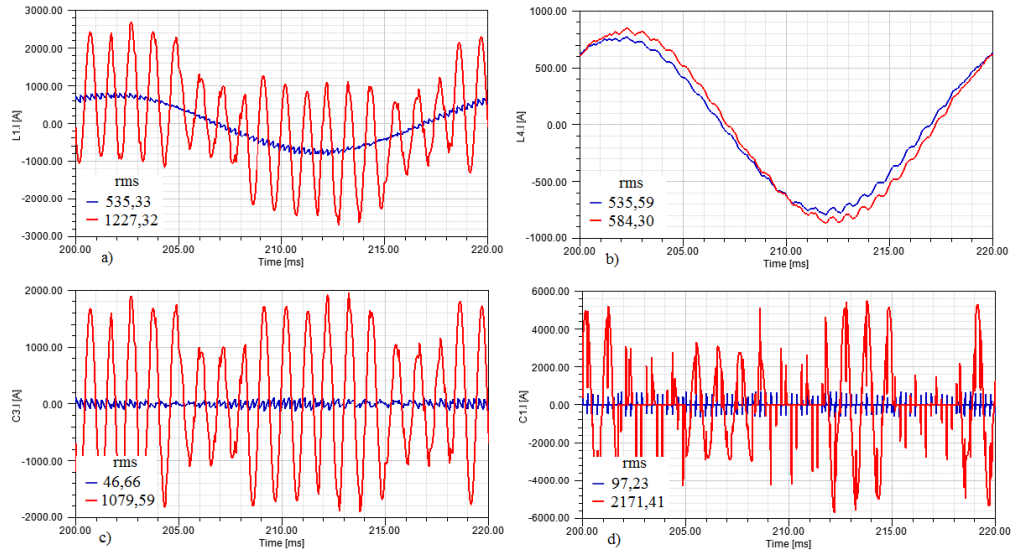
Toimintapiste 4

Tarkastellaan vielä kuinka moottorisovellusta mallintavassa toimintapisteessä 4 passiivikomponenttien virtarasitukset muuttuvat, kun LCL-suodattimeen lisätään virtuaalimaa-kytkentä. Kuvassa 5.16 on esitetty virtakäyrät jatkuvalle moduloinnille ja kuvassa 5.17 epäjatkuvalle moduloinnille. THIPWM-menetelmällä passiivikomponenttien virtarasitukset kasvavat merkittävästi virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen jälkeen, mutta verrattuna esimerkiksi toimintapisteen 3 virtarasituksiin, täytyy ainoastaan jännitevälipiirikondensaattorin virtakestoisuutta kasvattaa. Sen sijaan, kuten jo CM-jännitteen käyttäytymisen perusteella voitiin arvela, DPWM1-menetelmällä passiivikomponenttien virtarasitukset ovat tässä toimintapisteessä kestävämmät.

Taulukkoon 5.2 on vielä koottu passiivikomponenttien virran rms-arvon prosentuaalinen kasvu eri toimintapisteissä, kun DM-suodatukseen lisätään myös CM-jännitteen suodatus.



Kuva 5.16: Passiivikomponenttien virtarasitukset toimintapisteessä 4 modulointimenetelmällä THIPWM. Modulointi-indeksi on $m = 0, 2$. Sinisellä on esitetty virta tavallisella LCL-suodattimella ja punaisella virta VG-LCL-suodattimella. Tarkasteltavat komponentit ovat a) L_{conv} b) L_{grid} c) C_{filter} d) C_{dc1} . Kuvissa on myös esitetty virtojen rms-arvot laskettuna kuvassa näkyvän yhden perusjakson ajalta.



Kuva 5.17: Passiivikomponenttien virtarasitukset toimintapisteessä 4 modulointimenetelmällä DPWM1. Modulointi-indeksi on $m = 0,2$. Sinisellä on esitetty virta tavallisella LCL-suodattimella ja punaisella virta VG-LCL-suodattimella. Tarkasteltavat komponentit ovat a) L_{conv} b) L_{grid} c) C_{filter} d) C_{dc1} . Kuvissa on myös esitetty virtojen rms-arvot laskettuna kuvassa näkyvän yhden perusjakson ajalta.

Taulukko 5.2: Tarkasteltujen passiivikomponenttien virran rms-arvo kaksitasoisessa vaihtosuuntaajassa LCL-suodatinta käytettäessä sekä rms-arvon prosentuaalinen kasvu, kun siirrytään käyttämään VG-LCL-suodatinta. Yli 10 %:n kasvu virtarasituksessa on korostettu punaisella.

t.p.	suodatin	THIPWM				DPWM1			
		L_{conv}	L_{grid}	C_{filter}	C_{dc1}	L_{conv}	L_{grid}	C_{filter}	C_{dc1}
1	LCL	544 A	546 A	71 A	95 A	542 A	543 A	75 A	76 A
	VG-LCL	+0,5 %	0,0 %	+25 %	+32 %	+0,6 %	+0,1 %	+24 %	+50 %
2	LCL	543 A	545 A	72 A	137 A	545 A	544 A	90 A	94 A
	VG-LCL	+1,2 %	0,0 %	+57 %	+40 %	+3,3 %	0,0 %	+86 %	+167 %
3	LCL	544 A	545 A	75 A	140 A	550 A	545 A	128 A	97 A
	VG-LCL	+3,4 %	-0,4 %	+122 %	+96 %	+21 %	+0,2 %	+211 %	+578 %
4	LCL	529 A	544 A	20 A	128 A	535 A	536 A	47 A	97 A
	VG-LCL	+4,6 %	+0,1 %	+692 %	+154 %	+129 %	+9,1 %	+2214 %	+2133 %

5.2.3 Kytkinkomponenttien häviöteho 2-L vaihtosuuntaajassa

Simuloinneissa valittiin käytettäväksi FS450R17OE4 IGBT-moduulin häviöparametrit, koska aiemman analyysin perusteella häviöiden kasvusta aiheutuva virran pienennystarve olisi tällä komponentilla hieman pienempi kuin toisella tarkastellulla moduulilla. Kytkinkomponenttien häviötehoa tarkasteltiin viitteessä [7] Simplorerille

kehitetyn mallin avulla. Mallin toiminta valitulla pääpiirirakenteella ja ohjausmenetelmällä varmistettiin simuloimalla häviöt ilman suodatinta kuorman ollessa sinimuotoinen virtalähde. THIPWM-modulointimenetelmää käytettäessä mallilla saadut tulokset vastasivat aiemmin taulukossa 3.11 esitettyjä arvoja. Sen sijaan epäjatkuvalla DPWM1-menetelmällä häviöt olivat pienemmät kuin aiemmin lasketut arvot. Tämä johtuu siitä, että häviöteholaskentaan käytetyt yhtälöt oli johdettu ainoastaan jatkuvalla modulointimenetelmälle. Epäjatkuvassa moduloinnissa häviötehoon vaikuttaa kytkentätaajuuden lisäksi myös se, missä vaiheessa virran jaksoa kytkin ohjataan 60°:een ajaksi johtavaan tilaan. Tässä tapauksessa, puhtaasti resistiivisellä kuormalla ja DPWM1-menetelmällä, tämä ohjausjakso sijoittuu virran huippuarvon kohdalle, jolloin itse kytkentätapahtumien vähenemisen lisäksi suurimmilla virta-arvoilla tapahtuvat kytkennät jäävät kokonaan pois, jolloin häviöteho pienenee vielä lisää jatkuvaan modulointiin verrattuna.

Suodattimen lisääminen vaikuttaa kytkinkomponenttien häviötehoon, koska se muuttaa niiden läpi kulkevaa virtakäyrää. Lisäksi DMCM-suodatuksessa tarvittava virtuaalimaa-kytkentä vaikuttaa häviötehoon, koska se muuttaa transistorien poiskytkentävirran suuruutta. Myös mahdollisilla resonanssitilanteilla on merkittävä vaikutus häviötehoon, koska tällöin kytkinten päälle- ja poiskytkentävirrat saattavat kasvaa erittäin suuriksi.

Taulukossa 5.3 on esitetty häviölaskentamallilla saadut tulokset tehopuolijohdeiden häviöteholle. Mallilla laskettiin ensin yhden IGBT-diodi parin häviöt, jonka jälkeen tulos kerrottiin kuudella, jolloin saatiin kytkinkomponenttien kokonaishäviöteho kaksitasoisessa vaihtosuuntaajassa. Häviöitä on tarkasteltu kummallekin valitulle modulointimenetelmälle ensin LCL-suodattimella ja sitten VG-LCL-suodattimella. Tavoitteena oli selvittää, kuinka paljon lähtövirtaa täytyy pienentää, jotta jatkuvalla moduloinnilla ohjatulla DMCM-suodattavalla vaihtosuuntaajalla häviöt ovat yhtä pienet kuin DM-suodattavalla epäjatkuvaa modulointia käyttävällä vaihtosuuntaajalla. Nämä tilanteet on merkitty taulukkoon vihreällä. Punaisella taulukkoon on puolestaan korostettu häviöt THIPWM-ohjatussa suuntaajassa VG-LCL suodattimella, jos virran pienennystä ei tehdä. Sinisellä on puolestaan korostettu lähtövirralle tarvittava virtakerroin k eri toimintapisteissä ja vastaava virta-arvo on laskettu seuraavaan sarakkeeseen. Tässä tarkastelussa on siis otettu huomioon ainoastaan virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen vaikutus kytkinkomponenttien häviötehoon. Tämän lisäksi etenkin suodatinkondensaattorien virta- ja virta-arvo kasvaa merkittävästi, kuten edellä esitetty tarkastelu osoitti.

Taulukosta havaitaan, että jatkuvalla moduloinnilla virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen jälkeen tarvittava virran pienennys on lähes kaikissa toimintapisteissä merkittävästi suurempi kuin aiemmin teoreettisesti laskettu tarve. Tämä johtuu suurimmaksi osaksi siitä, että häviöt epäjatkuvalla moduloinnilla ovat vielä pienemmät suhteessa jatkuvaan modulointiin kuin aiemmin laskettiin. Voidaan kuitenkin myös havaita, että jatkuvalla moduloinnilla häviöt eivät juurikaan kasva virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen myötä vaan jopa pienenevät pelkkään DM-suodatukseseen verrattuna. Tämä johtuu siitä, että virtuaalimaa-kytkennän lisääminen muuttaa kytkinkomponenttien virtakäyrää, jolloin jossakin toimintapisteessä kytkimen päälle- tai poiskytkentävirta voi olla pienempi kuin LCL-suodatustapauksessa. Sen sijaan DPWM1-menetelmällä

CM-jännitteen suodatuksen lisääminen kasvattaa resonanssin takia häviötehoa merkittävästi etenkin pienemmillä modulointi-indekseillä.

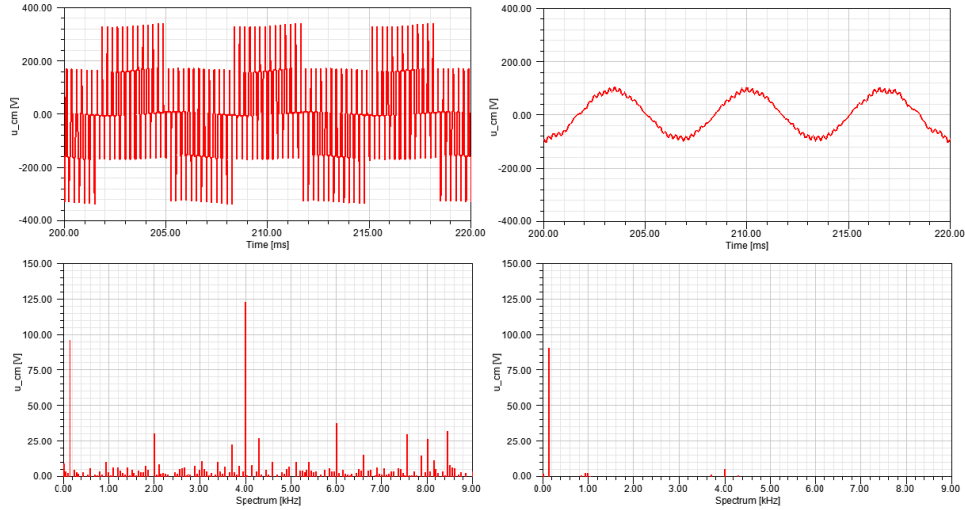
Taulukko 5.3: Kaksitasovaihtosuuntaajan tehopuolijohteiden kokonaishäviöteho eri toimintapisteissä. Sarakkeissa 2–4 on ilmoitettu tarkastelluilla modulointi- ja suodatustavoilla saadut tulokset lähtövirran ollessa nimellinen. Viidennessä sarakkeessa on simuloinneilla todennettu virran skaalauskerroin, jota vastaava lähtövirran arvo nähdään seuraavasta sarakkeesta. Viimeisessä sarakkeessa on ilmoitettu tällä pienemmällä lähtövirralla saatu kokonaishäviöteho THIPWM-menetelmää ja VG-LCL-suodatinta käytettäessä, jolloin tulokset eri toimintapisteissä vastaavat LCL-suodattavalla DPWM1-ohjatulla vaihtosuuntaajalla saatuja arvoja.

t.p.	DPWM1 LCL	DPWM1 VG-LCL	THIPWM LCL	THIPWM VG-LCL	k	kI_g	THIPWM VG-LCL
	$I_g = 540 \text{ A}$						kI_g
1	5,3 kW	5,4 kW	7,3 kW	7,4 kW	75 %	405 A	5,3 kW
2	6,0 kW	6,1 kW	9,6 kW	9,5 kW	64 %	347 A	6,0 kW
3	6,7 kW	8,3 kW	11,0 kW	11,0 kW	61 %	330 A	6,7 kW
4	5,9 kW	15,5 kW	8,1 kW	7,7 kW	82 %	443 A	5,9 kW

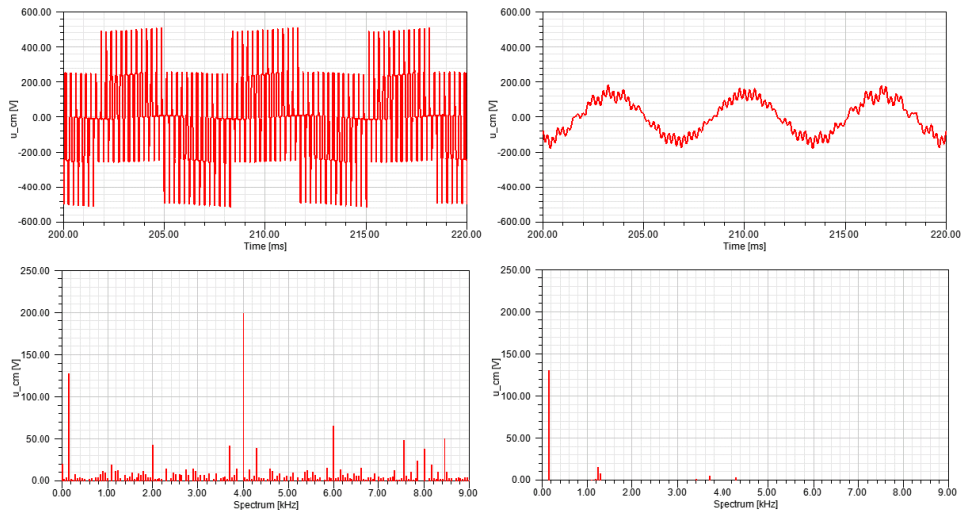
5.2.4 Yhteismuotoinen jännite 3-L vaihtosuuntaajassa

Kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa VG-LCL-suodattimen toimimista tarkasteltiin sekä samoissa toimintapisteissä 1-4 joita käytettiin kaksitasoisessa vaihtosuuntaajassa, että hieman suuremmilla jännite- ja virta-arvoilla pienemmän suodattimen kanssa toimintapisteissä 5-8. Tulokset CM-jännitteen käyrämuodoille ja spektreille toimintapisteissä 1 ja 5 on esitetty kuvissa 5.18 ja 5.19, joissa vasemmalla puolella nähdään tilanne LCL-suodatinta käytettäessä ja oikealla tulokset VG-LCL-suodatinta käytettäessä. Kuvista havaitaan, että tulokset vastaavat varsin tarkasti kaksitasoisella topologialla saatuja tuloksia. Kolmitasoisella vaihtosuuntaajalla toimintapisteen vaihto ei vaikuta CM-jännitteen käyrämuotoon tai spektriin käytännössä lainkaan.

Toimintapisteissä 5–8 CM-jännitteen spektrissä esiintyy muutamia suodattimen resonanssitajuuksien ympärille osuvia taajuuskomponentteja, kuten kuvasta 5.19 voidaan havaita. Ne ovat kuitenkin erittäin pieniä, jolloin niiden vaikutukset jäävät todennäköisesti varsin vähäisiksi. Toimintapisteet 1-4 kuitenkin osoittavat, että valitsemalla suodatinkomponenttiarvot ja siten resonanssitajuuudet hieman eri tavalla, voidaan näistäkin CM-jännitteen komponenteista päästä eroon.



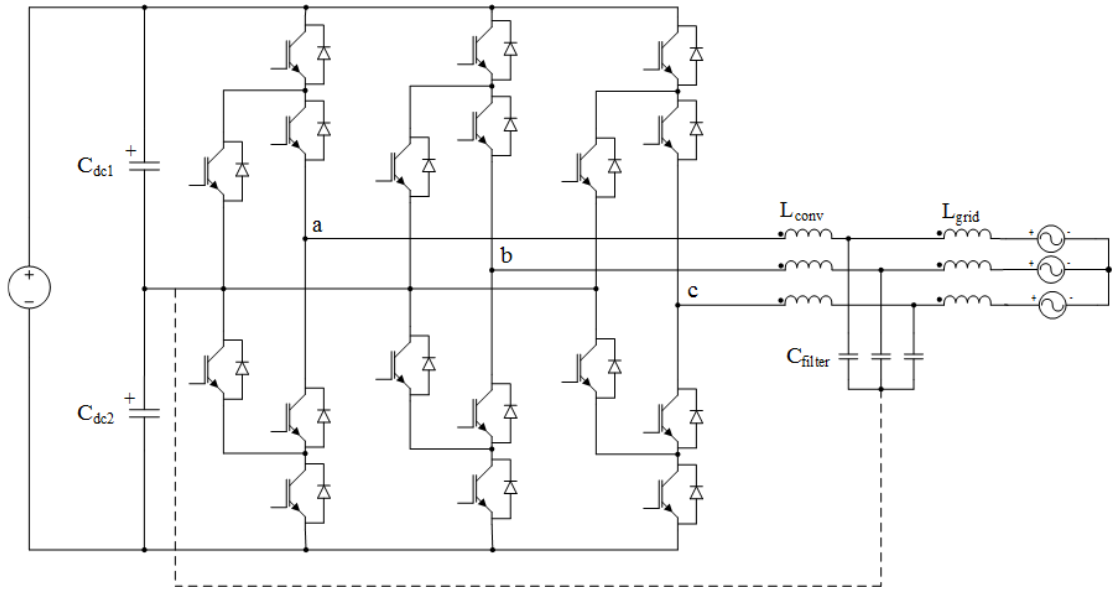
Kuva 5.18: Yhteismuotoisen jännitteen käyrämuoto ja spektri toimintapisteessä 1 modulointitavalla 3-L THIPWM. Modulointi-indeksi $m = 1, 153$. Vasemmalla tulokset käytettäessä tavallista LCL-suodatinta ja oikealla tulokset virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen jälkeen.



Kuva 5.19: Yhteismuotoisen jännitteen käyrämuoto ja spektri toimintapisteessä 5 modulointitavalla 3-L THIPWM. Modulointi-indeksi $m = 1, 153$. Vasemmalla tulokset käytettäessä tavallista LCL-suodatinta ja oikealla tulokset virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen jälkeen.

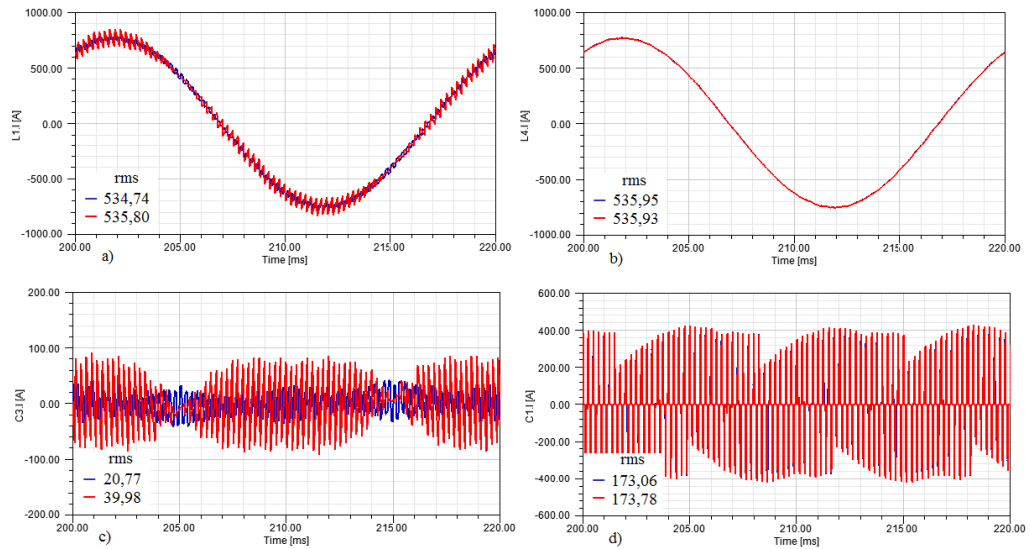
5.2.5 Pasiivikomponenttien virtarasitukset 3-L vaihtosuuntaajassa

Passiivikomponenttien virtarasituksia tarkasteltiin vastaavalla tavalla kuin kaksitasoisessa vaihtosuuntaajassa. Tarkasteltavat komponentit ovat siis suuntaajanpuoleinen kuristin L_{conv} , verkon puoleinen kuristin L_{grid} , suodatinkondensaattori C_{filter} sekä jännitevälipiirikondensaattori C_{dc1} . Tarkasteltu kolmitasoinen vaihtosuuntaajarakenne on vielä esitetty kuvassa 5.20.



Kuva 5.20: Simuloinneissa tarkasteltu kolmitasoinen vaihtosuuntaajarakenne. Katkoviivalla merkittyä virtuaalimaa-kytkentää käytetään silloin, kun halutaan suodattaa eromuotoisen jännitteen lisäksi myös yhteismuotoinen jännite.

Passiivikomponenttien virtakäyrät ovat samankaltaiset kaksitasoisella topologialla saatujen tulosten kanssa, mutta kolmitasoisella vaihtosuuntaajalla toimintapisteen vaikutus virtakäyriin on todella pieni. Tulokset toimintapisteessä 4 on esitetty kuvassa 5.21.



Kuva 5.21: Passiivikomponenttien virtarasitukset toimintapisteessä 4 modulointimenetelmällä 3-L THIPWM. Modulointi-indeksi on $m = 0,2$. Sinisellä on esitetty virta tavallisella LCL-suodattimella ja punaisella virta VG-LCL-suodattimella. Tarkasteltavat komponentit ovat a) L_{conv} b) L_{grid} c) C_{filter} d) C_{dc1} . Kuvissa on myös esitetty virtojen rms-arvot laskettuna kuvassa näkyvän yhden perusjakson ajalta.

Kuvasta havaitaan, että pienimmällä tarkastellulla modulointi-indeksillä virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen vaikutus virtarasituksiin on merkittävästi pienempi kuin kaksitasoisella topologialla. Myös toimintapisteissä 1–3 CM-jännitteen suodatuksen lisäämisen aiheuttamat prosentuaaliset lisärasitukset passiivikomponentteihin ovat merkittävästi pienemmät kuin kaksitasoisella vaihtosuuntaajalla jatkuvalla moduloinnilla, mutta ero ei ole aivan yhtä suuri kuin toimintapisteessä 4.

Taulukossa 5.4 on esitetty passiivikomponenttien virran rms-arvon prosentuaalinen kasvu eri toimintapisteissä, kun DM-suodatuksen lisätään myös CM-jännitteen suodatus. Kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa virtuaalimaa-kytkennän lisäämisellä on suurin vaikutus suodatinkondensaattorin virtarasituksiin, vaikka virran rms-arvot ovat pienemmät kuin kaksitasoisessa vaihtosuuntaajassa. Sen sijaan kolmitasaisen vaihtosuuntaajan rakenteen takia jännitevälipiirikondensaattorien virtarasitukset ovat luonnostaan suuremmat kuin kaksitasoisessa vaihtosuuntaajassa, mutta toisaalta virtuaalimaa-kytkennän lisääminen ei juurikaan kasvata virran rms-arvoa. Toimintapisteissä 5–8 virtarasitusten prosentuaalinen kasvu virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen jälkeen on suurempi kuin toimintapisteissä 1–4. Tämä johtuu siitä, että toimintapisteissä käytetyt suodattimet on mitoitettu eri tavalla siten, että toimintapisteissä 5–8 suodatinkomponentit perusarvoista laskettuna ovat prosentuaalisesti pienemmät kuin toimintapisteissä 1–4.

Taulukko 5.4: Tarkasteltujen passiivikomponenttien virran rms-arvo kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa LCL-suodatinta käytettäessä sekä rms-arvon prosentuaalinen kasvu, kun siirrytään käyttämään VG-LCL-suodatinta. Yli 10 %:n kasvu virtarasituksessa on korostettu punaisella.

t.p.	suodatin	L_{conv}	L_{grid}	C_{filter}	C_{dc1}
1	LCL	559 A	561 A	45 A	137 A
	VG-LCL	+0,2 %	-0,1 %	+26 %	+5,4 %
2	LCL	553 A	555 A	43 A	234 A
	VG-LCL	+0,6 %	+0,1 %	+70 %	+4,9 %
3	LCL	545 A	547 A	45 A	308 A
	VG-LCL	+1,7 %	+0,1 %	+138 %	+5,2 %
4	LCL	535 A	536 A	21 A	173 A
	VG-LCL	+0,2 %	0,0 %	+93 %	+0,4 %
5	LCL	997 A	999 A	79 A	320 A
	VG-LCL	+0,5 %	0,0 %	+56 %	+6,0 %
6	LCL	988 A	990 A	73 A	409 A
	VG-LCL	+1,0 %	+0,1 %	+108 %	+6,9 %
7	LCL	970 A	999 A	83 A	540 A
	VG-LCL	+2,8 %	+0,2 %	+186 %	+8,3 %
8	LCL	942 A	942 A	49 A	316 A
	VG-LCL	+0,4 %	0,0 %	+93 %	+0,5 %

5.2.6 Kytkinkomponenttien häviöteho 3-L vaihtosuuntaajassa

Myös kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa tarkasteltiin virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen aiheuttamia vaikutuksia kytkinkomponenttien häviötehoon. Aiemmin teoreettisessa häviölaskennassa tarkasteltujen IGBT-moduulien välillä ei ollut suurta eroa, joten simuloinneissa päätettiin käyttää suuremmalle virralle soveltuvan FF1400R12IP4-moduulin parametreja.

Taulukossa 5.5 on esitetty simulointimallilla saadut tulokset vaihtosuuntaajan tehopuolijohteiden kokonaishäviöille eri toimintapisteissä sekä LCL-suodinta että VG-LCL-suodatinta käytettäessä. Viimeiseen sarakkeeseen on laskettu, kuinka suuri prosentuaalinen vaikutus virtuaalimaa-kytkennän lisäämisellä on häviötehoon. Havaitaan, että vaikutus on useimmissa tapauksissa merkityksettömän pieni, joten yleisesti voidaan todeta ettei VG-LCL-suodattimen käyttö juurikaan lisää kytkinkomponenttien häviötehoa tavalliseen LCL-suodattimeen verrattuna. Toisaalta taulukosta nähdään, että suodatinkomponenttien mitoituksella on oleellinen vaikutus myös häviötehoon. Toimintapisteissä 5–8 passiivikomponenttien virtarasitukset kasvoivat toimintapisteitä 1–4 enemmän virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen myötä, jolloin myös vaikutukset häviötehon muutokseen ovat suuremmat. Siten lisättäessä vaihtosuuntaajan lähtöön CM-jännitteen suodatus täytyy suodattimen komponenttien prosentuaalisten arvojen valinnassa olla huolellinen.

Taulukko 5.5: Kolmitasovaihtosuuntaajan tehopuolijohteiden kokonaishäviöteho eri toimintapisteissä, kun modulointimenetelmänä on 3-L THIPWM ja suodattimena on käytetty ensin LCL- ja sitten VG-LCL-rakennetta. Viimeiseen sarakkeeseen on laskettu häviötehon prosentuaalinen kasvu siirryttäessä LCL-suodattimen käytöstä VG-LCL-suodattimen käyttöön.

t.p.	3-L THIPWM LCL	3-L THIPWM VG-LCL	Häviöiden kasvu
1	6,24 kW	6,25 kW	0,18 %
2	6,40 kW	6,46 kW	0,97 %
3	6,78 kW	6,94 kW	2,38 %
4	3,88 kW	3,88 kW	0,13 %
5	15,46 kW	15,60 kW	0,91 %
6	15,65 kW	15,96 kW	1,98 %
7	16,50 kW	17,27 kW	4,67 %
8	13,85 kW	13,97 kW	0,86 %

6 Johtopäätökset

Edellisessä luvussa esitettiin simulointitulokset sekä kaksi- että kolmitasoiselle vaihtosuuntaajalle. Ensin suodatettiin pelkkä eromuotoista jännitettä LCL-suodattimen avulla ja tämän jälkeen lisättiin simulointimalliin myös yhteismuotoisen jännitteen suodatus VG-LCL-suodatinta käyttämällä. Tuloksista havaittiin, että modulointimenetelmällä on merkittävä vaikutus CM-jännitteen suodatettavuuteen passiivikomponenteilla.

Aluksi tarkasteltiin suodattimen vaihdon vaikutusta CM-jännitteen käyrämuotoon ja spektriin. Pelkästään näiden tulosten perusteella voitiin arvioida, että epäjatkuvan DPWM1-menetelmän käyttö VG-LCL-suodattimen kanssa ei ole järkevää, koska suodattimen resonanssitajuuksien lähettyvillä olevat CM-jännitteen taajuuskomponentit kasvoivat heti, kun modulointi-indeksiä hieman pienennettiin suurimmasta tarkastellusta arvosta. Sen sijaan jatkuvalla THIPWM-modulointimenetelmällä CM-jännitteen taajuustason käyttäytyminen virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen jälkeen oli toivotunlaista, eli käytännössä kaikki yli 150 Hz:n taajuuskomponentit saatiin vaimennettua lähes kokonaan eikä suodattimen ja CM-jännitteen välistä resonanssia ollut havaittavissa.

Siirryttäessä tarkastelemaan passiivikomponenttien virtarasituksia huomattiin, että DPWM1-menetelmällä suodattimen ja CM-jännitteen resonanssi näkyy myös suodatinkomponenttien virtakäyrissä. Poikkeuksena tästä oli verkon puoleinen kuristin, jonka virtakäyrä ei kummallakaan tarkastellulla modulointitavalla missään toimintapisteessä juurikaan muuttunut virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen myötä. Resonanssi-ilmiön lisäksi passiivikomponenttien virtarasitukset kasvoivat epäjatkuvilla moduloinnilla muutamissa toimintapisteissä jopa hallitsemattomiksi. THIPWM-menetelmällä resonanssia ei sen sijaan ollut havaittavissa, mutta tästä huolimatta passiivikomponenttien virtarasitukset kasvoivat merkittävästi virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen jälkeen.

DPWM1-menetelmää käytettäessä kytkinkomponenttien häviöteho kasvoi merkittävästi virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen myötä, koska resonanssi-ilmiö vaikuttaa myös kytkinkomponenttien läpi kulkevaan virtaan. Sen sijaan simulointitulosten perusteella virtuaalimaa-kytkennän lisäämisellä on vain vähäinen vaikutus kytkinkomponenttien häviötehoon, kun käytetään jatkuvaa modulointitapaa THIPWM. Kuitenkin tarkasteltaessa tilannetta, jossa modulointitapa vaihdettiin DPWM1-menetelmästä THIPWM-menetelmään ja suodatin tavallisesta LCL-rakenteesta VG-LCL-suodattimeen, havaittiin häviötehon kasvavan todella merkittävästi. Tämän takia simuloinneissa tutkittiin myös tarvittavaa virtapienennystä, jotta modulointitavan muutos ja suodattimen vaihto eivät kasvattaisi häviötehoa. Tarvittavan virtapienennyksen todettiin olevan pahimmassa tapauksessa lähes 40 %, joten tällaisen virtapienennyksen toteuttaminen ei ole missään tilanteessa mielekäästä. Todellisuudessa jatkuvalla moduloinnilla osa pulsseista jää pois, koska kytkinkomponenttien syttymis- ja sammumisviipeiden takia ohjaukseen on jätettävä pieni marginaali vaihdettaessa kytkentätilasta toiseen tasajännitelähteen oikosulkeutumisen estämiseksi. Tämän takia kytkentätaajuus ja sen johdosta kytkentähäviöt laskevat hieman. Siten myös virranpienennystarve pienenee vähän simulointitilanteeseen verrattuna, mutta

säilyy siitä huolimatta merkittävänä eikä näin poista ongelmaa.

Kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa tutkittiin ainoastaan jatkuvaa modulointitapaa, mutta tarkasteltavia toimintapisteitä oli enemmän ja simuloinneissa käytettiin myös kahta eri suodatinmitoitusta. Tuloksista havaittiin, että toimintapisteen vaihtumisella ei juurikaan ole vaikutusta siihen, miten CM-jännitteen käyttäytyminen ja passiivikomponenttien virtarasitukset muuttuvat virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen vaikutuksesta. VG-LCL-suodattimen käyttö kuitenkin kasvatti passiivikomponenttien virtarasituksia jonkin verran, mutta selvästi vähemmän kuin vastaavassa kaksitasoisessa tapauksessa. Erityisesti jännitevälipiirikondensaattorien virtarasitusten kasvu virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen vaikutuksesta oli selvästi pienempi kuin kaksitasovaihtosuuntaajassa. Tämä oli odotettua, koska kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa nollapisteestä on jo valmiiksi olemassa virtatie, kun taas kaksitasoisessa sellainen muodostuu vasta VG-LCL-suodattimen käytön myötä. Kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen vaikutus kytkinkomponenttien häviötehoon on mitättömän pieni.

Toisaalta kolmitasaisen vaihtosuuntaajan simulointituloksista myös nähtiin, että suodatinkomponenttien mitoituksella ja sitä kautta etenkin resonanssitajuuksien valinnalla on merkittävä vaikutus VG-LCL-suodattimen toimintaan. Pienikin CM-jännitteen tajuuskomponentti voi voimistua selvästi, jos jokin suodattimen resonanssitajuuksista osuu sen kohdalle. Tämä taas kasvattaa sekä passiivikomponenttien virtarasituksia että kytkinkomponenttien häviötehoa, vaikka varsinaista resonanssivaraa suodattimen ja CM-jännitteen välillä ei jatkuvalla modulointimenetelmällä ole.

Yhteenvedo työn oleellista tuloksista on esitetty taulukossa 6.1, jossa tarkastellaan kolmea eri tapausta. Ensin on verrattu, kuinka paljon passiivikomponenttien virtarasitukset ja kytkinkomponenttien häviöteho kasvavat, kun vaihdetaan sekä ohjaustapa epäjatkuva jatkuvaan että suodatin LCL:stä VG-LCL:ään. Tässä tapauksessa on ilmoitettu myös virralle tarvittava skaalauskerroin k , jotta häviöteho ei kasvaisi tehtyjen muutosten takia.

Seuraavaksi on verrattu kaksitasoisessa vaihtosuuntaajassa pelkän virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen vaikutuksia virtarasituksiin ja häviötehoon, kun käytetään jatkuvaa modulointia. Lopuksi on ilmoitettu vastaavat prosenttiarvot kolmitasoiselle vaihtosuuntaajalle, jossa on tässä työssä käytetty pelkkää jatkuvaa modulointia. Näissä tapauksissa virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen aiheuttama häviöiden kasvu on niin pientä, ettei lähtövirtaa ole tarvetta pienentää.

Taulukosta nähdään, että kummankaan kursistimen virtarasitukset eivät juurikaan muutu missään tilanteessa, joten VG-LCL-suodattimen käyttö ei tältä osin aiheuta ongelmia. Kuitenkin tarkasteltaessa kondensaattorien virtarasituksia, havaitaan niiden kasvavan todella reilusti virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen myötä. Kaksitasoisella rakenteella suodatinkondensaattorin virtarasitusten kasvu on vielä ensimmäisessä tapauksessa kohtuullista. Tämä johtuu siitä, että jatkuvan modulointitavan käyttö itsessään pienentää suodatinkondensaattorin C_{filter} virtarasituksia, kuten taulukosta 5.2 nähdään. Toisaalta jännitevälipiirikondensaattorin C_{dc1} virtarasitus sen sijaan kasvaa vaihdettaessa modulointitapaa jatkuvasta epäjatkuvaan. Koska jännitevälipiirissä tarvittavat komponentit ovat paljon suuremmat ja kallim-

mat kuin suodatinkondensaattorit, on jatkuva modulointitapa tässäkin suhteessa epäedullisempi epäjatkuvaan modulointitapaan verrattuna. Taulukosta nähdään, että kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa suodatinkondensaattorin virtarasitukset kasvavat prosentuaalisesti enemmän kuin kaksitasoisella vaihtosuuntaajalla. Tämä johtuu siitä, että toimintapisteissä 1–4 ja 5–8 käytettiin erilaista suodatinmitoitusta, mikä luonnollisesti vaikuttaa komponenttien virtarasituksiin.

Pelkällä virtuaalimaa-kytkennän lisäämisellä on erittäin merkittävä vaikutus suodatinkondensaattorin virtarasituksiin sekä kaksi- että kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa. Kolmitasoisessa pääpiiritopologiassa ei suodattimen vaihdolla ole kuitenkaan kovinkaan suurta vaikutusta jännitevälipiirikondensaattorin virtarasituksiin. Sen sijaan kaksitasoisella vaihtosuuntaajalla C_{dc1} :n virtarasitus kasvaa reilusti, vaikka modulointitapaa ei vaihdettaisi.

Taulukko 6.1: Yhteenveto työn keskeisistä tuloksista verkkoa mallintavissa toimintapisteissä 1–3 ja 5–7. Taulukossa on ilmoitettu prosentteina komponenttikohtaisten virtarasitusten sekä vaihtosuuntaajan tehpuolijohteiden kokonaishäviötehon muutos. Vertailu on tehty kolmessa eri tilanteessa: 2-L vaihtosuuntaaja kun vaihdetaan sekä modulointitapa että suodatin, 2-L vaihtosuuntaaja kun vaihdetaan pelkästään suodatin ja 3-L vaihtosuuntaaja kun vaihdetaan ainoastaan suodatin. Kaikki yli +10 %:n muutokset on korostettu taulukossa punaisella.

t.p.	THIPWM, VG-LCL verrattuna DPWM1, LCL			THIPWM, VG-LCL verrattuna THIPWM, LCL			3-L THIPWM, VG-LCL verrattuna 3-L THIPWM, LCL		
	1	2	3	1	2	3	5	6	7
L_{conv}	+1,0 %	+1,0 %	+2,2 %	+0,5 %	+1,2 %	+3,4 %	+0,5 %	+1,0 %	+2,8 %
L_{grid}	+0,7 %	+0,1 %	-0,3 %	0,0 %	0,0 %	-0,4 %	0,0 %	+0,1 %	+0,2 %
C_{filter}	+17 %	+26 %	+31 %	+25 %	+57 %	+122 %	+56 %	+108 %	+186 %
C_{dc1}	+65 %	+105 %	+182 %	+32 %	+40 %	+96 %	+6,0 %	+6,9 %	+8,3 %
P_{tot}	+38 %	+58 %	+64 %	+1,4 %	-1,0 %	0,0 %	+0,9 %	+2,0 %	+4,7 %
k	75 %	64 %	61 %	-			-		

Sekä kaksi- että kolmitasoisessa topologiassa CM-jännitteen suodatuksen lisääminen johtaa passiivikomponenttien uudelleenmitoitukseen merkittävästi kasvaneiden virtarasitusten takia. Lisäksi kaksitasoisessa topologiassa häviötehon kasvu on huomattavaa, kun sitä verrataan DPWM1-ohjattuun DM-jännitteen suodattavaan vaihtosuuntaajaan. Tulosten perusteella kolmitasoisien pääpiiritopologian rakenne sopii kaksitasoista paremmin käytettäväksi VG-LCL-suodattimen kanssa.

Kirjallisuudessa CM-jännitteen suodatusta ja sen yhdistämistä DM-jännitteen suodattukseen PWM-ohjatuissa vaihtosuuntaajissa on käsitelty paljon. Usein ei ole kuitenkaan otettu kantaa käytettyyn modulointimenetelmään vaan arvioitu ainoastaan suodattimen vaimennuskykyä, kokoa ja kustannuksia. Siten aivan tätä työtä vastaavaa vertailua suodatuksen käyttäytymisestä jatkuvilla ja epäjatkuvilla modu-

lointimenetelmillä ei tieteellisistä julkaisuista löydy. Työssä saadut tulokset ovat kuitenkin odotettuja, koska epäjatkuvien menetelmien aiheuttamat epäjatkuvuuskohdat CM-jännitteeseen, kuten aiemmin luvussa 3 havaittiin, vaikuttavat taaajuuskäyttämiseen ja siten myös merkittävästi CM-jännitteen suodatukseen.

Modulointitaaajuuden reilulla kasvattamisella esimerkiksi kymmenkertaiseksi voidaan pienentää jatkuvalla moduloinnilla kytkinkomponenteissa syntyviä tehohäviöitä suhteessa epäjatkuvaan modulointiin. Tämä johtuu siitä, että piikarbidista valmistetulla diodilla ja IGBT:llä häviöt suhteessa kytkentätaajuuteen pienenevät tietyn minimitaaajuuden jälkeen [36]. Lisäksi sekä analyttisessä tarkastelussa että simuloinneissa käytettiin ykkösen tai lähes ykkösen tehokerrointa, koska tämä toimintapiste on oleellisin, kun tehoa siirretään jännitevälipiiristä verkkoon. Todellisuudessa tehokertoimen arvo voi kuitenkin olla pienempikin esimerkiksi loistehon kompensoinnissa. Tämä vaikuttaa merkittävästi tehopuolijohteiden häviötehoon etenkin epäjatkuvilla modulointimenetelmillä, koska tällöin ohjausjakso jompaankumpaan tasa-jännitepotentiaaliin siirtyy suhteessa virtakäyrään. Aiemmin todettiin, että eri 60°:een epäjatkuvat modulointimenetelmät toimivat paremmin erilaisilla tehokertoimen arvoilla, mutta tehokertoimen vaihdellessa ei optimia voida koko ajan saavuttaa. Sen sijaan jatkuvalla moduloinnilla tehokertoimen muuttumisella ei ole niin suurta vaikutusta kytkinkomponenttien häviötehoon.

Simulointitulosten perusteella kaksitasoisessa vaihtosuuntaajassa CM-jännitettä ei voida suodattaa passiivisella suodattimella mikäli modulointitapana käytetään DPWM1- tai vastaavaa menetelmää, koska suodatin alkaa resonoidaan CM-jännitteen kanssa. Aiemmin luvussa 4 todettiin, että resonanssia on mahdollista vaimentaa vaimennusresistanssin avulla. Tätä kokeiltiin myös tässä työssä lisäämällä vastus virtuaalimaa-kytkentään, mutta havaittiin että hyvin pienelläkin resistanssiarvolla sen häviöt kasvavat todella suuriksi. Lisäksi vaimennusresistanssilla ei ollut toivottua vaikutusta, vaikka se vaimensi CM-jännitteen resonanssitaaajuuden ympärille osuvat jännitekomponentit, koska tällöin CM-jännitteen käyrämuoto palasi samaksi kuin pelkällä DM-suodatuksella.

Jatkuvalla modulointitavalla CM-jännitteen suodatus on sen sijaan toteutettavissa, mutta VG-LCL-suodattimen käyttöön siirtyminen on otettava huomioon passiivikomponentteja valittaessa, koska virtuaalimaa-kytkennällä on merkittävä vaikutus niiden virtarasitukseen. CM-jännitteen suodatuksen lisääminen suoraan olemassa olevaan DM-suodattavaan ja DPWM1-menetelmällä ohjattuun vaihtosuuntaajaan ei ole mahdollista myöskään kytkinkomponenttien häviötehon merkittävän kasvun vuoksi, vaan CMDM-suodattava ratkaisu komponenttimitoituksineen ja jäähdytyksineen on suunniteltava uudestaan. Tulosten perusteella CM-jännitteen suodatuksen toteuttaminen on helpointa ja sen tuomat lisärasitukset pienimmät kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa. Sopivilla suodatinarvoilla virtuaalimaa-kytkennän lisääminen voidaan tehdä ilman suuria muutoksia vaihtosuuntaajaan. Toisaalta toimintapisteissä 5–8 nähtiin, että DM-jännitteelle sopivia suodatinarvoja ei välttämättä voidakaan käyttää suoraan, vaan erityisesti suodattimen resonanssitaaajuuksien valinnassa täytyy olla huolellinen. Kuitenkin hyvin suunnitellulla VG-LCL-suodattimella sekä sen häviövaikutus että virtarasitusten kasvu pelkkään DM-suodattavaan vaihtosuuntaajaan verrattuna pysyy minimaalisena.

Tässä työssä tavoitteena ei ollut suodattimen optimointi, mutta mikäli CM-jännitteen suodatus halutaan vaihtosuuntaajan lähtöön lisätä, olisi tämä seuraava suunnittelun toimenpide. Lisäksi suodattimen stabiiliuden tarkastelu olisi syytä tehdä tutkimalla sen siirtofunktiota ja toimintaa todellisen vaihtelevan kuorman tapauksessa. Kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa myös kytkinkomponenttien häviötehoa olisi syytä tarkastella vielä tarkemmin, koska tässä työssä yksinkertaisuuden vuoksi tarkasteltiin ainoastaan kokonaishäviöitä eikä virtuaalimaa-kytkennän vaikutusta yksittäisen komponentin häviötehoon. Lisäksi työtä voisi jatkaa myös simuloimalla suodatinrakennetta, jossa takaisinkytkentää kondensaattorien tähtipisteestä ei tehdäkään nollapisteeseen vaan negatiiviseen tasajännitepotentiaaliin. Kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa voitaisiin myös kokeilla epäjatkuvan modulointitavan käyttöä.

7 Yhteenveto

Vaihtosuuntaajilla tuotetaan vaihtosähköä tasajännitettä katkomalla ja ne mahdollistavat useat eri lähtötaajuudet sekä lähtöjännitteen portaattoman säädön. Jännitevälipiirillisen vaihtosuuntaajan ideana on, että haluttu lähtöjännite jollakin aikavälillä muodostetaan jännitepulsseista, joiden keskiarvo tuolla aikavälillä vastaa tavoiteltua jännitettä. Yleisesti käytetty menetelmä suuntaajien kytkinten ohjaukseen on pulssinleveysmodulointi, jossa keskiarvoon vaikutetaan nimensä mukaisesti pulssien leveyttä säätämällä. Pulssimuotoinen jännite kuitenkin sisältää myös muita kuin halutun lähtötaajuuden komponentteja, joten lähtöjännitteen suodattaminen on välttämätöntä. Tavallisesti kolmivaiheisessa kolmijohdinjärjestelmässä vaihtosuuntaajan yhteydessä on ainoastaan välttämätön eromuotoisen komponentin suodatus, koska toinen häiriökomponentti eli yhteismuotoinen virta ei pääse tällaisessa järjestelmässä suoraan kulkemaan. Komponenttien hajasuureista johtuen yhteismuotoisen jännitteen aiheuttama virta pystyy kuitenkin todellisuudessa kiertämään aiheuttaen sähkömagneettisia häiriöitä ja jopa rikkoen muiden laitteiden komponentteja.

Tässä työssä tutkittiin CM-jännitteen suodatuksen lisäämistä DM-jännitteen suodattavaan verkkovaihtosuuntaajaan, jotta yhteismuotoisen virran aiheuttamat ongelmat voidaan välttää. Tavoitteena oli selvittää, millaisella suodatinrakenteella suodatus voidaan toteuttaa ja kuinka CM-jännitteen suodatuksen lisääminen vaikuttaa vaihtosuuntaajan ja suodattimen komponentteihin sekä lähtöjännitteeseen. Työssä tutkittiin pääasiassa jännitevälipiiristä verkkoon tehoa siirtävää vaihtosuuntaajaa ja käsiteltävänä oli kaksi pääpiiritopologiaa, yleisimmin käytetty kaksitasoinen sekä erityisesti suuremmille tehoille soveltuva kolmitasoinen ratkaisu.

Työ aloitettiin perehtymällä yleisesti pulssinleveysmodulointiin sekä CM-jännitteen muodostumiseen vaihtosuuntaajassa. Tämän jälkeen tarkasteltiin useita eri modulointimenetelmiä ja niiden käyttäytymistä niin aika- kuin taajuustasossa. Luvussa 3 vastattiin ensimmäiseen ja toiseen tutkimuskysymykseen, eli kuinka eri modulointimenetelmät vaikuttavat CM-jännitteen syntyyn ja millainen on niillä muodostuvan CM-jännitteen taajuussisältö. Ensiksi tarkasteltiin kaksitasoista vaihtosuuntaajaa ja analyysin perusteella todettiin, että CM-jännitteen suodattaminen on haastavampaa epäjatkuvalle kuin jatkuvalle modulointimenetelmällä. Toisaalta epäjatkuva modulointimenetelmästä jatkuvaan siirtyminen kasvattaa vaihtosuuntaajan kytkin-komponenttien tehohäviöitä merkittävästi. Simulointeja varten valittiin käytettäväksi kaksi modulointitapaa, joista THIPWM on jatkuva ja DPWM1 epäjatkuva menetelmä. Kolmitasoinen vaihtosuuntaajan modulointimenetelmiä tarkasteltaessa päädyttiin yksinkertaisuuden vuoksi rajautumaan vain jatkuviin modulointimenetelmiin. Analyysin perusteella CM-jännitteen käyttäytyminen on hyvin samankaltaista kuin vastaavilla kaksitasomodulointimenetelmällä, joten CM-jännitteen suodatuksessa ei pitäisi tulla ongelmia. Modulointitavaksi simulointeja varten valittiin 3-L THIPWM-menetelmä.

Modulointimenetelmien analysoinnin jälkeen tutkittiin DM- ja CM-jännitteen suodattamista passiivikomponenteilla. Tätä varten käsiteltiin kummankin häiriökomponentin suodatusta ensin lyhyesti erikseen, jonka jälkeen tutkittiin ratkaisuja, jotka suodattavat sekä DM- että CM-jännitteen. Luvussa 4 vastattiin siten seura-

viin kahteen tutkimuskysymykseen eli millainen suodatinrakenne kannattaa valita ja kuinka suodatinkomponenttien arvot määritetään. Suodatinrakenteessa päädyttiin analysoinnin perusteella tähän työhön parhaiten sopivaan LCL-suodattimeen, josta tehdään takaisinkytkentä jännitevälipiirin keskipisteeseen eli niin kutsuttu virtuaalimaa-kytkentä. Tästä suodattimesta käytetään lyhennettä VG-LCL erotukseksi LCL-suodattimesta, joka suodattaa vain DM-jännitettä. Tämä rakenne valittiin, koska sillä voidaan saavuttaa hyvä vaimennus ja se on kustannustehokas. Lisäksi sen toteuttaminen LCL-rakenteisesta DM-suodattimesta on helppoa yhden lisäjohdon avulla.

Suodatinkomponenttien arvojen määrittämisessä päädyttiin yksinkertaiseen ratkaisuun eli käyttämään tyypillisen, pelkän DM-suodattavan LCL-rakenteen parametreja. Tähän päädyttiin siksi, että työn tavoitteena oli tutkia yleisellä tasolla CM-jännitteen suodatuksen lisäämisen vaikutuksia, jolloin suodattimen optimointi ei ole oleellista. Lisäksi tällä määritystavalla DM- ja DMCM-suodattavien ratkaisujen vertailu on mahdollisimman helppoa ja suoraviivaista. Samaa suodatinratkaisua käytetään sekä kaksi- että kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa.

Suodattimen valinnan ja parametrien määrittämisen jälkeen muodostettiin Simplotiin simulointimalli suodattimen ja vaihtosuuntaajan käyttäytymisen tutkimista varten. Tarkasteluun valittiin muutamia eri toimintapisteitä ja aluksi tarkasteltiin jälleen kaksitasoista vaihtosuuntaajaa molemmilla valituilla modulointimenetelmillä. Simuloinneissa tutkittiin ensin kuinka VG-LCL-suodattimen käyttö vaikutti CM-jännitteen käyttäytymiseen niin aika- kuin taajuustasossa. Tulosten perusteella jatkuvalla modulointimenetelmällä suodatus toimi tehokkaasti kaikissa toimintapisteissä, kun taas epäjatkevalla moduloinnilla spektrissä havaittiin voimistuneita jännitekomponentteja suodattimen resonanssitaaajuuden lähetyillä etenkin pienemmillä modulointi-indeksin arvoilla. Lisäksi aikatazon käyrämuodoista nähtiin, että CM-jännitteen vaimennus ei tällöin enää ollut kovin tehokasta ja lisäksi signaali värähteli suodattimen resonanssitaaajuudella.

Seuraavaksi tutkittiin kuinka CM-jännitteen suodatuksen lisääminen vaikuttaa passiivikomponenttien virtarasituksiin. Sekä jatkuvalla että epäjatkevalla moduloinnilla virtuaalimaa-kytkennän lisääminen kasvattaa virran tehollisarvoa verkon puoleista kuristinta lukuun ottamatta, jossa vaikutus on mitättömän pieni. Epäjatkevalla modulointimenetelmällä virtarasitusten kasvu on kuitenkin selvästi suurempaa kuin jatkuvalla moduloinnilla ja resonanssi näkyy myös virtakäyrissä. Modulointi-indeksin arvolla $m = 0,8$ virtarasitukset eivät ole enää lainkaan hallittavissa. Jatkevalla modulointimenetelmällä resonanssia ei sen sijaan ole havaittavissa ja vaikka virtuaalimaa-kytkentä virtarasituksia kasvattaakin, on CM-jännitteen suodatuksen toteuttaminen täysin mahdollista sopivilla komponenttivalinnoilla. Kaksitasoisen vaihtosuuntaaja osalta tutkittiin viimeiseksi vielä kytkinkomponenttien tehohäviöiden muuttumista siirryttäessä LC-suodattimesta VG-LCL-suodattimeen ja epäjatkevasta moduloinnista jatkuvaan modulointiin. Häviöiden lisäksi tutkittiin virran pienennystarvetta edellä mainitussa tilanteessa (DPWM1 \rightarrow THIPWM, LCL \rightarrow VG-LCL), jotta vaihtosuuntaajan kytkinkomponenttien häviöteho ei kasvaisi. Simulointien perusteella virran pienennystarve on keskimäärin 30 %, minkä toteuttaminen käytännössä ei ole järkevää.

Kolmitasoista vaihtosuuntaajaa tutkittiin vastaavalla tavalla kuin kaksitasoista vaihtosuuntaaja, mutta modulointitapana käytettiin ainoastaan jatkuvaa 3-L THIPWM-menetelmää. Simulointien perusteella CM-jännitteen suodatus onnistuu hyvin kaikissa toimintapisteissä. Virtuaalimaa-kytkennän lisääminen vaikuttaa kaksitasoisen suuntaajan tapaan passiivikomponenttien virtarasiin, mutta tehollisarvon kasvu ei ole yhtä suurta ja lisäksi erot eri toimintapisteiden välillä ovat pienemmät. Kyt-kinkomponenttien häviötehoon virtuaalimaa-kytkennän lisäämisellä ei simulointien perusteella ole käytännössä vaikutusta.

Työn viimeinen tutkimuskysymys oli, kuinka suodatin käyttäytyy valittujen modulointimenetelmien kanssa. Simulointien perusteella voidaan todeta, että CM-jännitteen suodatus passiivikomponenteilla ei ole järkevästi toteutettavissa mikäli modulointimenetelmänä käytetään DPWM1- tai vastaavaa menetelmää. Ainoastaan lähellä maksimia olevalla modulointi-indeksin arvolla suodatus onnistui hyvin eikä vaikuttanut kytkinkomponenttien häviötehoon tai passiivikomponenttien virtarasiin merkittävästi, mutta hiemankin pienemmillä arvoilla suodatin alkoi resonoida CM-jännitteen kanssa. Sen sijaan jatkuvaa modulointimenetelmää käytettäessä CM-jännitteen suodatus voidaan lisätä DM-suodattavaan vaihtosuuntaajaan varsin helposti, joskin sen vaikutukset on huomioitava niin passiivikomponenttien valinnassa kuin kytkinkomponenttien jäähdytyksen mitoituksessa. Virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen vaikutukset riippuvat toimintapisteestä, mutta simulointien perusteella VG-LCL-suodatinta voidaan käyttää niin verkkoa kuin moottoria syöttävän kaksitasoisen, jatkuvaa modulointia käyttävän vaihtosuuntaajan kanssa. Kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa toimintapiste ei juurikaan vaikuttanut mihinkään tarkastelluista asioista, joten myös täällä pääpiiritopologialla CM-jännitteen suodatus voidaan lisätä sekä verkko- että moottoripuolelle. Lisäksi kolmitasoisella vaihtosuuntaajalla virtuaalimaa-kytkennän lisäämisen vaikutukset ovat pienemmät kuin kaksitasoissa vaihtosuuntaajassa.

Viitteet

- [1] Hava, A.M. et al. *Performance Analysis of reduced Common-Mode Voltage PWM Methods and Comparison With Standard PWM Methods for Three-Phase Voltage-Source Inverters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009. Vol. 24:1, s. 241–252. DOI: 10.1109/TPEL.2008.2005719.
- [2] Erdman, J.M. et al. *Effect of PWM inverters on AC motor bearing currents and shaft voltages*. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996. Vol. 32:2, s. 250–259. DOI: 10.1109/28.491472.
- [3] Virtanen, A. *Modulointimenetelmien vaikutukset taajuudenmuuttajien yhteismuotoisiin jännitteisiin*. Diplomityö. Tampereen teknillinen yliopisto, Sähkötekniikan osasto, Tampere, 2007. 87 s.
- [4] Holmes, G. et al. *Pulse Width Modulation for Power Converters*. John Wiley & Sons, 2003, 724 s. ISBN: 0-471-20814-0.
- [5] Holtz, J. *Pulsewidth Modulation – A Survey*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1992. Vol. 39:5, s. 410–420. DOI: 10.1109/41.161472.
- [6] Zhou, K. et al. *Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002. Vol. 49:1, s. 186–196. DOI: 10.1109/41.982262.
- [7] Lagus, N. *Puolijohteiden tehohäviöiden määrittäminen piirisimulaattorissa*. Diplomityö. Aalto-yliopisto, Sähkötekniikan korkeakoulu, Espoo, 2012. 94 s.
- [8] Niiranen, J. *Tehoelektroniikan komponentit*. Otatieto, 4. painos, 2007. 234 s. ISBN 978-951-672-317-7.
- [9] Jiao, Y. et al. *LCL Filter Design and Inductor Current Ripple Analysis for a Three-Level NPC Grid Interface Converter*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014. Vol. 30:9, s. 4659–4668. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2361907.
- [10] Wang, F. *Sine-triangle versus space-vector modulation for three-level PWM voltage-source inverters*. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002. Vol. 38:2, s. 500–506. DOI: 10.1109/28.993172.
- [11] Fukuda, S. et al. *Optimal-regulator-based control of NPC boost rectifiers for unity power factor and reduced neutral-point-potential variations*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1999. Vol. 46:3, s. 527–534. DOI: 10.1109/41.767059.
- [12] Kyyrä, J. *Suuntaajatekniikka, Kurssin S-81.3110 luennot*. Aalto-yliopisto, Sähkötekniikan laitos, Otaniemi, 2013. 320 s.

- [13] Kolar, J.W. et al. *A new concept for minimizing high-frequency common-mode EMI of three-phase PWM rectifier systems keeping high utilization of the output voltage*. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. New Orleans, LA, USA. Vol. 1, s. 519–527. DOI: 10.1109/APEC.2000.826153.
- [14] Akagi, H. et al. *A Passive EMI Filter for Eliminating Both Bearing Current and Ground Leakage Current From an Inverter-Driven Motor*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006. Vol. 21:5, s. 1459–1469. DOI: 10.1109/TPEL.2006.880239.
- [15] Karugaba, S. et al. *On the Common-Mode Voltage in Multilevel Multiphase Single- and Double-Ended Diode-Clamped Voltage-Source Inverter Systems*. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012. Vol. 48:6, s. 2079–2091. DOI: 10.1109/TIA.2012.2226223.
- [16] van der Broeck, H.W. et al. *Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors*. IEEE Transactions on Industry Applications, 1988. Vol. 24:1, s. 142–150. DOI: 10.1109/28.87265.
- [17] Houldsworth, J.A. et al. *The Use of Harmonic Distortion to Increase the Output Voltage of a Three-Phase PWM Inverter*. IEEE Transactions on Industry Applications, 1984. Vol. IA - 20:5, s. 1224–1228. DOI: 10.1109/TIA.1984.4504587.
- [18] Kwasinski, A. et al. *Time Domain Comparison of Pulse-Width Modulation Schemes*. IEEE Power Electronics Letters, 2003. Vol. 1:3, s. 64–68. DOI: 10.1109/LPEL.2003.822370.
- [19] Ben-Brahim, L. *A Discontinuous PWM Method for Balancing the Neutral Point Voltage in Three-Level Inverter-Fed Variable Frequency Drives*. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2008. Vol. 23:4, s. 1057–1063. DOI: 10.1109/TEC.2008.2001435.
- [20] Hava, A.M. et al. *Simple Analytical and Graphical Methods for Carrier-Based PWM-VSI Drives*. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999. Vol. 14:1, s. 49–61. DOI: 10.1109/63.737592.
- [21] Brückner, T. *The Active NPC Converter for Medium-Voltage Drive*. Vaitöskirja. Technische Universität Dresden, Saksa. 2005. 197 s. ISBN-13: 978-3-8322-5270-0.
- [22] Kolar, J.W. et al. *Calculation of the passive and active component stress of three phase PWM converter systems with high pulse rate*. The European Conference on Power Electronics (EPE), Aachen, 1989, s. 1303–1311.

- [23] Nabae, A. et al. *A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter*. IEEE Transactions on Industry Applications, 1981. Vol. IA-17:5, s. 518–523. DOI: 10.1109/TIA.1981.4503992.
- [24] Schweizer, M. et al. *Design and Implementation of a Highly Efficient Three-Level T-Type Converter for Low-Voltage Applications*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012. Vol. 28:2, s. 899–907. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2203151.
- [25] Heldwein, M.L. et al. *Impact of EMC Filters on the Power Density of Modern Three-Phase PWM Converters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009. Vol. 24:6, s. 1577–1588. DOI: 10.1109/TPEL.2009.2014238.
- [26] Chen, X. et al. *A Novel Inverter-Output Passive Filter for reducing Both Differential- and Common-Mode dv/dt at the Motor Terminals in PWM Drive Systems*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007. Vol. 54:1, s. 419–426. DOI: 10.1109/TIE.2006.885517.
- [27] Akagi, H. et al. *Attenuation of Conducted EMI Emissions From an Inverter-Driven Motor*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008. Vol. 23:1, s. 282–290. DOI: 10.1109/TPEL.2007.911878.
- [28] Tihanyi, L. *Electromagnetic compatibility in power electronics*. Butterworth-Heinemann, Oxford, 1995. 417 s. ISBN 9780080572505.
- [29] Xinxin, Z. et al. *Optimisation of LCL filter based on closed-loop total harmonic distortion calculation model of the grid-connected inverter*. IET Power Electronics, 2015. Vol. 8:6, s. 860–868. DOI: 10.1049/iet-pel.2014.0651.
- [30] Akagi, H. et al. *Design and Performance of a Passive EMI Filter for Use With a Voltage-Source PWM Inverter Having Sinusoidal Output Voltage and Zero Common-Mode Voltage*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004. Vol. 19:4, s. 1069–1076. DOI: 10.1109/TPEL.2004.830039.
- [31] Schnetzka, H.R. et al. *Patent Application Publication: Common mode & differential mode filter for variable speed drive*. Johnson Controls Technology Company, 2010. Pub. No. US7746020 B2.
- [32] Schueneman, R.C. *Patent Application Publication: Inverter filter including differential mode and common mode, and system including the same*. Eaton Corporation, 2012. Pub. No. US8325500 B2.
- [33] Zhu, G. et al. *Modeling and Analysis of Coupled Inductors in Power Converters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011. Vol. 26:5, s. 1355–1363. DOI: 10.1109/TPEL.2010.2079953.
- [34] Zhu, N. et al. *An Integrated AC Choke Design for Common-Mode Current Suppression in Neutral-Connected Power Converter Systems*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011. Vol. 27:3, s. 1228–1236. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2162748.

- [35] Xing, L. et al. *Optimal Damping of EMI Filter Input Impedance*. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011. Vol. 47:3, s. 1432–1440. DOI: 10.1109/TIA.2011.2127434.
- [36] Elasser, A. et al. *Silicon carbide benefits and advantages for power electronics circuits and systems*. Proceedings of the IEEE, 2002. Vol. 90:6, s. 969–986. DOI: 10.1109/JPROC.2002.1021562.

A Modulointimenetelmien toteutus

Tässä liitteessä on esitetty lyhyesti, kuinka modulointimenetelmät toteutettiin Excel-ohjelman avulla. Esimerkkeinä tarkastellaan kahta modulointimenetelmää, joista ensimmäinen on SVPWM ja jälkimmäinen 3-L SVPWM.

Taulukossa A1 on esitetty jatkuvan vektorimoduloinnin toteutus kaksitasoiselle topologialle ja siinä on näkyvissä kaksi ensimmäistä kytkentäjaksoa. Havainnollisuussyistä kukin kytkentätila on kirjattu taulukkoon kahdesti, jotta lähtöjännitteestä saadaan pulssimuotoinen. Vasemmalla ylhäällä on ensin määritetty halutut arvot modulointi-indeksille, modulointitaajuudelle sekä lähtötaajuudelle. Tämän jälkeen alkaa itse modulointimenetelmän toteutus.

Taulukko A1: SVPWM-menetelmän toteuttaminen Excel-ohjelmalla.

m	fmod	f1										
1,12	4000	50										
rad	sec	T1	T2	t	time	dgr	a	b	c	ucm	c	
0,02	1	0,83	0,019	0	0	0	-1	-1	-1	-0,5	-0,28	
				0,038	9,4E-06	0,169	-1	-1	-1	-0,5	-0,279	
	T0	0,151		0,038	9,4E-06	0,169	1	-1	-1	-0,167	-0,279	
				0,453	0,00011	2,038	1	-1	-1	-0,167	-0,263	
				0,453	0,00011	2,038	1	1	-1	0,167	-0,263	
				0,462	0,00012	2,081	1	1	-1	0,167	-0,262	
0,059	1	0,81	0,057	0,462	0,00012	2,081	1	1	1	0,5	-0,262	
				0,533	0,00013	2,4	1	1	1	0,5	-0,259	
	T0	0,133		0,533	0,00013	2,4	1	1	-1	0,167	-0,259	
				0,562	0,00014	2,528	1	1	-1	0,167	-0,258	
				0,562	0,00014	2,528	1	-1	-1	-0,167	-0,258	
				0,967	0,00024	4,35	1	-1	-1	-0,167	-0,242	
				0,967	0,00024	4,35	-1	-1	-1	-0,5	-0,242	
				1	0,00025	4,5	-1	-1	-1	-0,5	-0,241	
0,098	1	0,788	0,095	1	0,00025	4,5	-1	-1	-1	-0,5	-0,241	
				1,029	0,00026	4,631	-1	-1	-1	-0,5	-0,24	
	T0	0,117		1,029	0,00026	4,631	1	-1	-1	-0,167	-0,24	
				1,423	0,00036	6,405	1	-1	-1	-0,167	-0,224	
				1,423	0,00036	6,405	1	1	-1	0,167	-0,224	
				1,471	0,00037	6,619	1	1	-1	0,167	-0,222	
0,137	1	0,766	0,133	1,471	0,00037	6,619	1	1	1	0,5	-0,222	
				1,525	0,00038	6,864	1	1	1	0,5	-0,22	
	T0	0,101		1,525	0,00038	6,864	1	1	-1	0,167	-0,22	
				1,592	0,0004	7,163	1	1	-1	0,167	-0,217	
				1,592	0,0004	7,163	1	-1	-1	-0,167	-0,217	
				1,975	0,00049	8,886	1	-1	-1	-0,167	-0,202	
				1,975	0,00049	8,886	-1	-1	-1	-0,5	-0,202	
				2	0,0005	9	-1	-1	-1	-0,5	-0,201	

Ensimmäisessä sarakkeessa 'rad' on määritetty näytteenottopiste radiaaneina, joka otetaan aina modulointijakson keskeltä. Siten näytteitä on kaksi yhtä kytkentäjaksoa kohden. Seuraavaan sarakkeeseen on näytteenottopisteen perusteella määritetty ohjevektorin pääsektori. Excelissä käytetään roomalaisten numeroiden I–VI sijaan numeroita 1–6. Sarakkeisiin 'T1' ja 'T2' on näytteenottopisteen ja sektorin avulla laskettu aktiivivektorien käyttöajat, joiden perusteella saadaan myös pari riviä alemmas kirjatun nollavektorin käyttöajan 'T0' arvo. Sarakkeeseen 't' on

kirjattu kunkin vektorin suhteellinen käyttöaika. Siinä on huomioitu myös pääsektori, koska se puolestaan määrää vektorien käyttöjärjestyksen. Sarakkeeseen 'time' on tämän jälkeen laskettu todellinen aika ja se puolestaan on sarakkeessa 'dgr' muutettu asteina ilmoitetuksi kulmaksi. Seuraavat kolme saraketta 'a', 'b' ja 'c' määrittävät kunkin vaiheen kytkinohjeen, missä 1 tarkoittaa kytkeytymistä ylempään ja -1 alempaan tasajännitepotentiaaliin. Kaksitasosuuntaajassa jatkuvalla moduloinnilla vektorien käyttöjärjestys määräytyy pelkästään pääsektorin perusteella. Lopuksi sarakkeeseen 'ucm' on laskettu yhteismuotoisen jännitteen arvo yksittäisten kytkentätilojen perusteella ja sarakkeeseen 'c' puolestaan CM-jännite modulointijakson ajalta keskiarvoistettuna.

Taulukossa A2 on puolestaan esitetty kolmitasaisen jatkuvan vektorimoduloinnin toteutus Excelissä kahden kytkentäjakson ajalta.

Taulukko A2: 3-L SVPWM-menetelmän toteuttaminen Excel-ohjelmalla.

m	fmod	f1										
1,12	4000	50										
rad	sec	T1	T2	t	time	dgr	a	b	c	ucm	c	
0,052	1	1,627	0,102	0	0	0	1	0	0	0,167	-0,285	
				0,068	1,7E-05	0,305	1	0	0	0,167	-0,282	
	alasek			0,068	1,7E-05	0,305	1	0	-1	0	-0,282	
	102			0,119	3E-05	0,534	1	0	-1	0	-0,28	
	d1	0,627		0,119	3E-05	0,534	1	-1	-1	-0,167	-0,28	
	d2	0,102		0,432	0,00011	1,945	1	-1	-1	-0,167	-0,267	
	d3	0,272		0,432	0,00011	1,945	0	-1	-1	-0,333	-0,267	
0,092	1	1,584	0,178	0,56	0,00014	2,518	0	-1	-1	-0,333	-0,262	
				0,56	0,00014	2,518	1	-1	-1	-0,167	-0,262	
	alasek			0,852	0,00021	3,833	1	-1	-1	-0,167	-0,25	
	102			0,852	0,00021	3,833	1	0	-1	0	-0,25	
	d1	0,584		0,94	0,00024	4,232	1	0	-1	0	-0,247	
	d2	0,178		0,94	0,00024	4,232	1	0	0	0,167	-0,247	
	d3	0,238		1	0,00025	4,5	1	0	0	0,167	-0,244	
0,131	1	1,539	0,253	1	0,00025	4,5	1	0	0	0,167	-0,244	
				1,052	0,00026	4,734	1	0	0	0,167	-0,242	
	alasek			1,052	0,00026	4,734	1	0	-1	0	-0,242	
	102			1,179	0,00029	5,303	1	0	-1	0	-0,237	
	d1	0,539		1,179	0,00029	5,303	1	-1	-1	-0,167	-0,237	
	d2	0,253		1,448	0,00036	6,516	1	-1	-1	-0,167	-0,226	
	d3	0,208		1,448	0,00036	6,516	0	-1	-1	-0,333	-0,226	
0,17	1	1,491	0,329	1,545	0,00039	6,953	0	-1	-1	-0,333	-0,222	
				1,545	0,00039	6,953	1	-1	-1	-0,167	-0,222	
	alasek			1,791	0,00045	8,058	1	-1	-1	-0,167	-0,212	
	102			1,791	0,00045	8,058	1	0	-1	0	-0,212	
	d1	0,491		1,955	0,00049	8,797	1	0	-1	0	-0,206	
	d2	0,329		1,955	0,00049	8,797	1	0	0	0,167	-0,206	
	d3	0,18		2	0,0005	9	1	0	0	0,167	-0,204	

Toteutuksen idea on sama kuin edellä esitetyllä kaksitasaisen vaihtosuuntaajan modulointimenetelmällä, mutta kolmitasoisessa topologiassa tarvitaan muutamia lisätietoja. Pääsektorin ja käyttöaikojen T1 ja T2 määrittämisen jälkeen näiden alapuolelle on määritetty kohtaan 'alasek' ohjevektorin alasektori edellä saatujen tietojen perusteella.

Alasektorit on numeroitu seuraavasti:

- 1011: alasektorin 1 ensimmäinen puolikas
- 1012: alasektorin 1 toinen puolikas
- 102: alasektori 2
- 1031: alasektorin 3 ensimmäinen puolikas
- 1032: alasektorin 3 toinen puolikas
- 104: alasektori 4

Alasektoritiedon sekä käyttöaikojen 'T1' ja 'T2' perusteella laskettiin vektorien suhteelliset käyttöajat 'd1', 'd2' ja 'd3'. Näiden perusteella eri vektorien suhteelliset käyttöajat voitiin laskea sarakkeeseen 't', jossa aikojen käyttöjärjestys riippuu nyt sekä pääsektorista että alasektorista. Samoin vektorien käyttöjärjestys riippuu molemmista edellä mainituista muuttujista, mikä on otettu huomioon kytkinkohtaisia ohjeita sarakkeissa 'a', 'b' ja 'c' määrittäessä. Kolmitasoisessa vaihtosuuntaajassa vaihe voi kytketyä myös jännitevälipiiriin keskipisteeseen, jonka kytkentätila on 0. Muiden sarakkeiden osalta laskenta tapahtuu samalla tavalla kuin kaksitasoisessa menetelmässä.